

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

ЗАСОБИ ПРИЙМАННЯ І ОБРОБЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ КУРСОВА РОБОТА

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського як навчальний
посібник для здобувачів ступеня бакалавра за освітньою програмою "Системи
технічного захисту інформації"*

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2019

Методичні вказівки щодо виконання курсової роботи з дисципліни «Засоби приймання і оброблення інформації» [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 125 «Кібербезпека», спеціалізації «Системи технічного захисту інформації»/КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: В.П.СМИРНОВ – Електронні текстові дані (1 файл: 2,23 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 75 с.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 7 від 01.04.2019 р.)
за поданням Вченої ради Фізико-технічного інституту
(протокол № 04/2019 від 26.03.2019 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

ЗАСОБИ ПРИЙМАННЯ І ОБРОБЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЇ

КУРСОВА РОБОТА

Укладачі: *Смирнов Володимир Павлович, старший викладач.*

Відповідальний редактор: *Мачуський Євгеній Андрійович, доктор техн. наук, проф.*

Рецензент: *Кудінов Є.В., к.т.н., доц.*

Дані методичні вказівки мають на меті підвищення якості та спрощення виконання курсової роботи з дисципліни «Засоби приймання і оброблення інформації». У вказівках подано короткі відомості про структуру, властивості радіоприймальних пристроїв і наведено методику розрахунку їх основних параметрів. Викладений матеріал можна використовувати під час підготовки до іспиту з дисципліни.

ЗМІСТ

<u>Основні скорочення</u>	5
<u>Вступ</u>	7
1. <u>Загальні питання проектування радіоприймальних пристроїв</u>	8
1.1. <u>Параметри радіоприймальних пристроїв</u>	8
1.2. <u>Класифікація радіоприймальних пристроїв</u>	10
2. <u>Основні типи радіоприймальних пристроїв</u>	12
2.1. <u>Радіомовні приймачі</u>	12
2.2. <u>Телекомунікаційні приймальні пристрої</u>	14
2.3. <u>Радіолокаційні приймачі</u>	19
2.4. <u>Приймачі цифрових даних</u>	24
2.5. <u>Панорамні радіоприймальні пристрої</u>	27
3. <u>Типові вузли і блоки радіоприймальних пристроїв</u>	29
3.1. <u>Вхідні кола</u>	29
3.1.1. <u>Вхідні кола із змінною частотою налаштування</u>	29
3.1.2. <u>Вхідні кола із сталою частотою налаштування</u>	31
3.1.3. <u>Розбиття на піддіапазони</u>	31
3.1.4. <u>Особливості конструкції вхідних кіл різних діапазонів хвиль</u>	32
3.2. <u>Підсилювачі радіочастоти і проміжної частоти</u>	32
3.2.1. <u>Розподілена і зосереджена вибірковість</u>	33
3.2.2. <u>Стійкість підсилювачів радіочастоти</u>	33
3.3. <u>Перетворювачі частоти</u>	34
3.3.1. <u>Транзисторні перетворювачі</u>	34
3.3.2. <u>Діодні перетворювачі</u>	35
3.3.3. <u>Гетеродини приймачів</u>	36
3.4. <u>Детектори сигналів</u>	37
3.4.1. <u>Амплітудні детектори</u>	38
3.4.2. <u>Фазові детектори</u>	39
3.4.3. <u>Частотні детектори</u>	39
3.5. <u>Автоматичне регулювання підсилення</u>	40
3.6. <u>Автоматичне підстроювання частоти</u>	43
3.6.1. <u>Частотне автопідстроювання частоти</u>	44
3.6.2. <u>Фазове автопідстроювання частоти</u>	46
4. <u>Ескізне проектування</u>	48
4.1. <u>Вибір типу структурної схеми</u>	48
4.2. <u>Розрахунок наскрізної смуги пропускання приймача</u>	50
4.3. <u>Визначення числа піддіапазонів</u>	51
4.4. <u>Визначення структури елементів тракту,</u> <u>що забезпечують частотну селективність</u>	55
4.5. <u>Вибір перших каскадів радіоприймача,</u> <u>виходячи з допустимого коефіцієнта шуму</u>	61
4.6. <u>Розподіл підсилення між блокам радіоприймача</u>	63
4.7. <u>Оцінка динамічного діапазону приймача</u>	65
4.8. <u>Вибір елементів регулювання параметрів приймача</u>	68
4.9. <u>Вибір тракту підсилення низької частоти</u>	70

4.10. Складання структурної схеми приймача	70
Літературні джерела	71
Додатки	72
Додаток 1 . Завдання на виконання курсової роботи.....	72
Додаток 2 . Перелік деяких сайтів з інформацією щодо параметрів елементів приймача	74
Додаток 3 . Форма титульного листа пояснювальної записки.....	75

ОСНОВНІ СКОРОЧЕННЯ

АГ - автогенератор
АД - амплітудний детектор
АМ (АМн) - амплітудна модуляція (маніпуляція)
АПЧ – автоматичне підстроювання частоти
АРП - автоматичне регулювання підсилення
АЦП - аналого-цифровий перетворювач
АЧХ - амплітудно-частотна характеристика
БТ - біполярний транзистор
БШН – безшумне налаштування
ВАХ - вольт-амперна характеристика
ВК - вхідне коло
ВЛ – виконувальна ланка
ВЧ - висока частота
ВП – відеопідсилювач
Г - гетеродин
ДХ - довгі хвилі
ЕРС - електрорушійна сила
Зм. - змішувач
ІМ - імпульсна модуляція
ІМС - інтегральна мікросхема
КЕ - керувальний елемент
КП – кінцевий пристрій
КХ - короткі хвилі
МФ - маніпуляційний фільтр
НЧ - низька частота
НВЧ - надвисока частота
ОА – обмежувач амплітуди
ОГ - опорний генератор
ПАХ - поверхневі акустичні хвилі
ПН – помножувач напруг
ПНЧ - підсилювач низьких частот
ПП - пороговий пристрій
ППТ – підсилювально-перетворювальний тракт радіоприймача
ППЧ - підсилювач проміжної частоти
ПРЧ - підсилювач радіочастоти
ПС - пристрій синхронізації
ПСС – підсилювач сталого струму
ПТ - польовий транзистор
ПЧ - проміжна частота
РЛС - радіолокаційна станція
РПрП - радіоприймальний пристрій
РП - регульований підсилювач
СІН – система індикації налаштування

СП - селективний підсилювач
СФ - смуговий фільтр
СЧ - синтезатор частоти
СХ - середні хвилі
ТЗ - технічне завдання
ТЗІ – технічний захист інформації
УКХ - ультракороткі хвилі
УФ - узгоджений фільтр
ФАПЧ - фазова АПЧ
ФД - фазовий детектор
ФМн - фазова маніпуляція
ФНЧ - фільтр низьких частот
ФПЧ - фільтр проміжної частоти
ФЗС - фільтр зосередженої селекції
ФЧХ - фазочастотна характеристика
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач
ЦОС - цифрова обробка сигналу
ЦСП - цифровий сигнальний процесор
ЧАПЧ - частотна АПЧ
ЧД - частотний детектор
ЧМ (ЧМн) - частотна модуляція (маніпуляція)
ШАРП - швидке автоматичне регулювання підсилення

ВСТУП

МЕТА І ЗАВДАННЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТУВАННЯ

Курсова робота з дисципліни «Пристрої приймання та оброблення інформації» виконується студентами на підсумковому етапі вивчення дисципліни і ставить наступні цілі:

- систематизація і розширення теоретичних і практичних знань;
- оволодіння навичками самостійної роботи при вирішенні інженерної задачі;
- набуття досвіду роботи з технічною літературою.

Практичні навички, отримані в процесі проектування, сприяють кращому засвоєнню теоретичного матеріалу і необхідні для вироблення інженерного мислення у молодого фахівця.

В ході проектування рекомендується познайомитися з оптимальними методами радіоприймання конкретних видів сигналів, ознайомитись з раніше розробленими аналогічними пристроями з метою їх критичного аналізу, використовувати найбільш раціональні технічні рішення.

При складанні пояснювальної записки набувається вміння лаконічно і технічно грамотно викладати питання проектування, використовувати розрахунки, схеми, графіки.

У процесі захисту набуваються навички ведення дискусії на технічну тему і коректного відстоювання правильності свого технічного рішення.

ЗМІСТ ПРОЕКТУ

Об'єктом проектування є супергетеродинний приймач системи радіозв'язку або радіомовлення. Завдання наведені в Додатку 1.

До захисту курсової роботи повинна бути представлена пояснювальна записка, яка має містити:

- титульний аркуш,
- зміст,
- завдання на проектування,
- обґрунтовану структурну схему радіоприймача та її ескізний розрахунок,
- підбір елементної бази,
- список використаної літератури.

1. ЗАГАЛЬНІ ПИТАННЯ ПРОЕКТУВАННЯ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Радіоприймальним пристроєм (РПрП) називається пристрій для приймання електромагнітних хвиль радіодіапазону (тобто з довжиною хвилі від декількох тисяч метрів до часток міліметра) з подальшим перетворенням інформації, що міститься в них до виду, в якому вона могла б бути використана.

Радіоприймальний пристрій складається з антени, радіоприймача і кінцевого пристрою. В даному посібнику розглядаються тільки питання проектування радіоприймачів.

1.1. ПАРАМЕТРИ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

У технічному завданні на проектування зазвичай вказуються електричні, конструктивно-експлуатаційні та виробничо-економічні показники.

До основних електричних характеристик слід віднести: вірність відтворення повідомлення, діапазон робочих частот, чутливість, вибірковість, динамічний діапазон, ефективність регулювань.

До конструктивно-експлуатаційних характеристик відносяться: маса, габарити, характер живлення, надійність, ремонтпридатність, ергономічні показники і стабільність характеристик при зміні умов експлуатації.

До виробничо-економічних показників входять: вартість, степінь інтеграції та уніфікації вузлів, серійнопридатність, вид технологічного процесу виробництва і терміни розроблення.

У завданні на навчальне проектування наводиться тільки деяка частина цих показників, що стосуються, в основному, електричних характеристик приймача. Задані показники обов'язково повинні бути витримані, бажано з деяким запасом, що враховує старіння елементів і відмінності в умовах експлуатації. Однак значне перевищення якісних показників є неприпустимим. Це пов'язано з тим, що поліпшення одних характеристик завжди супроводжується погіршенням інших. Наприклад, при збільшенні чутливості приймача може погіршитися його вибірковість, зменшитися динамічний діапазон, зрости вартість тощо. На стадії ескізного проектування необхідно досягти деякого компромісу, що забезпечує необхідні показники по всій сукупності параметрів.

Якісні показники супергетеродинного приймача визначаються наступними електричними характеристиками:

1. Чутливість - здатність приймача приймати слабкі сигнали. Кількісно для радіоприймачів помірно високих частот чутливість оцінюється мінімальною ЕРС модульованого сигналу в антені E_A , при якій на виході приймача сигнал відтворюється з необхідною якістю. Під необхідною якістю можна розуміти:

- отримання заданого рівня сигналу на виході приймача (так визначається максимальна чутливість);
- отримання певного відношення потужності сигналу до потужності шумів на виході приймача (так визначається реальна чутливість);
- виконання одного з імовірнісних критеріїв якості приймання (ймовірність правильного приймання, ймовірність помилки).

2. Вибірковість (селективність) - здатність приймача виділяти корисний сигнал, послаблюючи дію завад. Основне значення має частотна вибірковість. Розрізняють односигнальну та багатосигнальну (ефективну) частотну вибірковість.

Односигнальна вибірковість визначається параметрами АЧХ фільтрів підсилювально-перетворювального тракту приймача при дії на його вході одного малого сигналу, що не викликає нелінійних ефектів. Вона оцінюється за нормованою АЧХ:

$$\gamma(f) = \frac{K(f)}{K_0}, \quad (1.1)$$

де $K(f)$ - модуль коефіцієнта підсилення напрути на довільній частоті f , K_0 - резонансний коефіцієнт підсилення на частоті сигналу f_0 . Селективність є зворотною величиною:

$$S_E = K_0/K(f) \quad (1.2)$$

і визначає перевищення рівня сигналу над завадою при заданому розстроєнні

$$\Delta f = f - f_0.$$

Зазвичай селективність виражається в децибелах:

$$S_{ЕдБ} = 20 \lg (K_0 / K(f)), \text{ дБ.} \quad (1.3)$$

Методом односигнальної вибіркості оцінюється також вибірковість щодо побічних каналів приймання супергетеродинного приймача: дзеркального каналу, каналу прямого проходження, каналів перетворення частоти, утворених гармоніками частоти гетеродина.

В умовах дії сильних завад, що призводять до ефектів блокування сигналу, перехресної модуляції та інтермодуляції, використовується поняття ефективної або багатосигнальної вибіркості.

Блокуванням називають зменшення коефіцієнта підсилення підсилювально-перетворювального тракту (ППТ) під дією сильних завадових сигналів з частотами, відмінними від частот основного та побічних каналів приймання. Перехресна модуляція проявляється в перенесенні модуляції завади на носійну корисного сигналу за рахунок нелінійності ППТ. Інтермодуляція полягає в тому, що при дії на нелінійний елемент ППТ двох або більше завад різних частот на його виході в спектрі інтермодуляційних коливань виду $mf_1 \pm nf_2 \pm pf_3 \pm \dots$ виникає складова, що співпадає або з частотою налаштування приймача, або з частотою якогось побічного каналу приймання.

Кількісно багатосигнальна вибірковість може бути оцінена смугою забиття сигналу, коефіцієнтом перехресної модуляції або допустимим рівнем взаємномодулювальних сигналів.

3. Завадостійкість - здатність приймача забезпечувати нормальне функціонування в умовах дії визначеної сукупності завад. Існують різні критерії кількісної оцінки завадостійкості: імовірнісний, енергетичний, артикуляційний тощо.

4. Вірність відтворення повідомлень. Кількісно вірність відтворення оцінюється спотвореннями вихідного сигналу приймача відносно модульовальної функції. До статичних спотворень відносяться лінійні (амплітудно-частотні та фазові) і нелінійні (коефіцієнт гармонік основної частоти модуляції). До динамічних спотворень відносяться перехідні спотворення, що характеризують часову залежність вихідної напруги приймача при дії на його вході радіоімпульсу (час затримки імпульсу, час наростання переднього фронту, викид перехідної характеристики, спад пласкої вершини імпульсу).

5. Динамічний діапазон характеризує допустимий мінімальний і максимальний рівні вхідних сигналів. Динамічний діапазон основного каналу приймання - це межі зміни рівня вхідних сигналів, при яких спотворення вихідного сигналу не перевищує заданого значення. Нижня межа динамічного діапазону основного каналу приймання обмежена шумами приймача, верхня - нелінійними спотвореннями. Динамічний діапазон по сусідніх каналах приймання обмежений спотвореннями сигналу, що виникають за рахунок дії потужних завад, які діють в сусідніх каналах.

Серед інших електричних характеристик відзначимо характеристики частотного налаштування (діапазон або набір робочих частот), параметри регулювань, вихідну потужність, параметри системи живлення.

Крім електричних характеристик, велике значення мають конструктивно-експлуатаційні та виробничо-економічні характеристики.

Більшість характеристик приймача визначаються його лінійним ППТ, під яким розуміють сукупність каскадів радіоприймача, ввімкнених між антенно-фідерним трактом і детектором. У приймачах сигналів з частотною або фазовою модуляцією, що містять обмежувач амплітуди, лінійний тракт закінчується на вході обмежувача.

1.2. КЛАСИФІКАЦІЯ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Радіоприймачі можна класифікувати за рядом ознак, основними з яких є:

- призначення приймача;
- діапазон частот, що приймаються;
- вид сигналів;
- тип структурної схеми;
- форма виконання основних операцій над сигналом;
- вид активних елементів, які використовуються в приймачі;
- тип конструкції приймача.

За призначенням розрізняють приймачі зв'язкові, радіомовні, телевізійні, радіолокаційні, панорамні тощо. Призначення приймача багато в

чому визначає технічні рішення щодо його реалізації, які обираються під час проектування.

Діапазон використовуваних частот радіосигналів досить широкий: від 3 кГц до 300 ГГц, що відповідає хвилям від 100 км до 1 мм. Приймач може бути призначений для роботи на обмеженій кількості фіксованих частот, або в деякому діапазоні частот. Від діапазону робочих частот безпосередньо залежить вибір активних елементів (транзисторів і мікросхем) і вибіркового систем (з зосередженими або розподіленими параметрами).

Вид сигналів, що приймаються, визначається видом модуляції. Використовуються неперервні, дискретні та цифрові сигнали. У разі неперервних сигналів застосовують амплітудну або частотну модуляцію. У разі дискретних сигналів найчастіше застосовують частотну або фазову маніпуляцію. Радіолокаційний імпульсний сигнал може мати сталу носійну частоту (простий сигнал), або внутрішньоімпульсну кутову модуляцію або маніпуляцію. Такий сигнал називається складним. Мірою складності є база сигналу $B = \Delta f \tau$, де Δf – ширина спектра сигналу за визначеним рівнем, τ – тривалість сигналу. У разі простих сигналів база має порядок одиниці, для складних сигналів база значно перевищує одиницю. Пропускаючи складні сигнали через узгоджені фільтри можна досягти часового стиснення вихідного сигналу і суттєвого збільшення відношення сигнал/шум.

Смуга пропускання ППТ приймача завжди узгоджується з шириною спектра сигналу для зменшення впливу власних на зовнішніх шумів. Спосіб детектування визначається видом модуляції.

За типом структурної схеми розрізняють приймачі прямого підсилення, прямого перетворення і супергетеродинні приймачі. Найкращі якісні показники забезпечує застосування супергетеродинної схеми, у якій розділені функції налаштування на частоту сигналу та його частотна селекція. Для цього використовується процедура перетворення частоти сигналу, тобто перенесення спектра сигналу у зручний для частотної селекції діапазон частот. За необхідності використовують подвійне і потрійне перетворення частоти.

Основні операції над сигналом можуть виконуватися в аналоговій, цифровій або цифро-аналоговій формі. Лінійний ППТ зазвичай є аналоговим, а демодуляція і подальше оброблення сигналів виконується як у аналоговій, так і у цифровій формі.

В якості активних елементів застосовуються польові і біполярні транзистори та інтегральні мікросхеми, які можуть містити окремі каскади, вузли приймачів і навіть цілі приймачі.

Конструктивно приймачі поділяються на стаціонарні, переносні, автомобільні і мініатюрні.

2. ОСНОВНІ ТИПИ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Призначення приймача багато в чому визначає технічні рішення, які обираються під час проектування, тому, при аналізі технічного завдання (ТЗ), необхідно ознайомитися з рішеннями, застосовуваними в типових приймачах певного призначення.

2.1. РАДІОМОВНІ ПРИЙМАЧІ

Основне призначення радіомовних приймачів - відтворення музичних і мовленевих передач.

Радіомовне приймання здійснюється у кілометровому, гектометровому і метровому діапазонах радіохвиль. Для звукового мовлення виділені певні області частот, які традиційно мають назву як діапазони: довгих хвиль (ДХ), середніх хвиль (СХ), коротких хвиль (КХ) і ультракоротких хвиль (УКХ). Короткохвильовий діапазон розбивається на ряд піддіапазонів, розташованих поблизу хвиль з довжиною 75, 49, 41, 31, 25, 19, 16, 13 і 11 метрів.

За електроакустичними параметрами і за комплексом споживчих властивостей вони діляться на чотири групи складності: 0, 1, 2 і 3.

Аналогові сигнали звукового мовлення мають такі види модуляції: АМ, ЧМ, ЧМ-стерео та АМ-стерео.

Приймачі радіосигналів повинні мати достатньо високі якісні показники за умови прийнятної вартості. Вони повинні також мати просте керування і відрізнятися високою надійністю, бо експлуатуються некваліфікованими користувачами. Застосування у приймачі цифрових ІМС, що містять запам'ятовуючі пристрої, дозволяє автоматизувати процес налаштування і спростити користування приймачем.

Для вимірювання чутливості приймачів АМ сигналів використовується модульоване гармонічне коливання з глибиною модуляції носійної $m = 0,3$ і частотою модуляції $F = 400$ або 1000 Гц. Стандартну вихідну потужність приймають рівною 50 мВт для приймачів з вихідною потужністю більше 150 мВт і 5 мВт для приймачів з вихідною потужністю, що не перевищує 150 мВт. Необхідне відношення сигнал / шум на виході приймача становить 20 дБ.

Для приймачів ЧМ сигналів УКХ-діапазону в якості випробувальних використовують коливання з девіацією частоти 15 кГц (при піковій девіації 50 кГц, для сигналів, що приймаються в діапазоні частот $64...74$ МГц), або $22,5$ кГц (при піковій девіації 75 кГц, для сигналів, що приймаються в діапазоні частот $88...108$ МГц). Відношення сигнал/шум на виході приймача має бути не менше 26 дБ.

Для оцінки односигнальної (лінійної) вибіркової використовують такі параметри:

- вибіркковість щодо сусіднього каналу. Частота сусіднього каналу відрізняється від частоти налаштування в діапазонах АМ на ± 9 кГц (в

Європі) або ± 10 кГц (в США і Японії), а в діапазонах ЧМ на ± 180 кГц або ± 300 кГц;

- вибірковість щодо дзеркального каналу. Частота дзеркального каналу вище або нижче частоти налаштування на подвоєне значення проміжної частоти (при верхньому або нижньому налаштуванні гетеродина);
- вибірковість щодо сигналу проміжної частоти;
- вибірковість щодо додаткових каналів приймання, утворених взаємодією гармонік частоти сигналу і частоти гетеродина. Найбільш небезпечні з них розташовуються між сусіднім та дзеркальним каналами приймання.

Ширина спектра сигналу в разі АМ дорівнює подвоєній верхній частоті модуляції, в разі ЧМ вона становить 180 кГц у діапазоні 64...74 МГц і 250 кГц - у діапазоні 88...108 МГц.

Сучасні радіомовні приймачі, як правило, побудовані за супергетеродинною схемою з одноразовим перетворенням частоти, а дворазове використовується в якісних приймачах, що наближаються за показниками до професійної апаратури.

Окрему групу складають приймачі прямого перетворення. Їх ключова особливість полягає в тому, що частота гетеродина дорівнює частоті сигналу, тому відсутній дзеркальний канал приймання. Тому приймачі прямого перетворення можуть не містити вхідних кіл з високою частотною вибірковістю, а всі інші вузли і блоки можна розташувати в одній мікросхемі без істотної кількості навісних елементів. Саме такі дешеві мініатюрні приймачі вбудовують у багатофункціональні гаджети типу стільникових телефонів.

Станції, що працюють в ДХ- та СХ-діапазонах, приймаються на вбудовану феритову (магнітну) антену. Програми КХ- і УКХ-діапазону приймаються на телескопічну антену. У приймачі може бути передбачена робота і від зовнішньої антени.

Як приклад, на Рис. 2.1 наведено варіант структурної схеми супергетеродинного радіомовного приймача ЧМ стереосигналів при одноразовому перетворенні частоти.

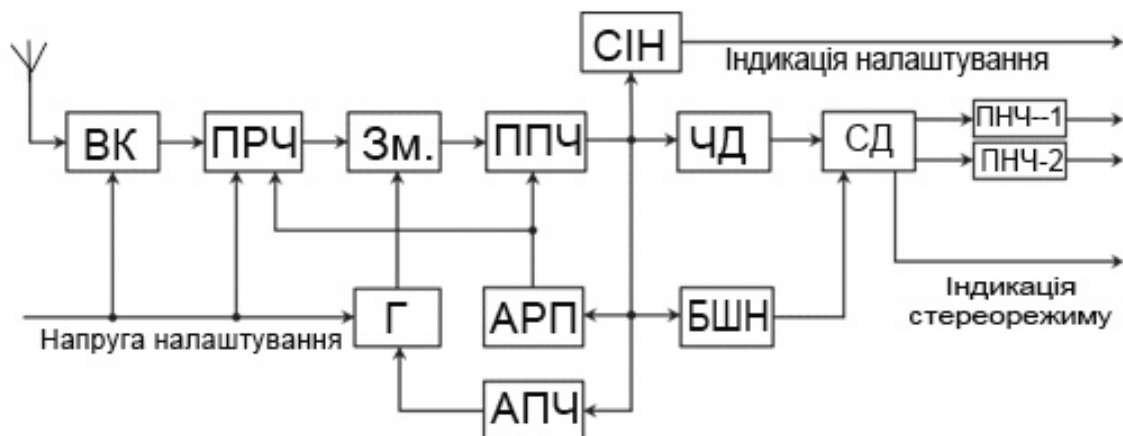


Рис. 2.1. Приклад структурної схеми радіоприймального тракту мовного приймача

Схема містить такі елементи: ВК - вхідне коло, ПРЧ - підсилювач радіочастоти, Зм. - змішувач, Г - гетеродин, ППЧ - підсилювач проміжної частоти, ЧД - частотний детектор, СД - стереодекодер, ПНЧ - підсилювач низької частоти, АРП - схема автоматичного регулювання підсилення, АПЧ - схема автоматичного підстроювання частоти, БШН - схема безшумного налаштування, СІН - схема індикації налаштування

Сигнал від антени надходить у ВК, що є вузькосмуговим фільтром, і далі - у підсилювач радіочастоти ПРЧ. Після перетворення частоти в змішувачі Зм. сигнал підсилюється в підсилювачі проміжної частоти ППЧ і спрямовується до частотного детектора ЧД. При стереофонічному мовленні розподіл сигналів лівого (Л) і правого (П) каналів відбувається у стереодекодері СД, звукові сигнали з якого надходять в підсилювачі низьких (звукових) частот ПНЧ-1 та ПНЧ-2. Схема автоматичного підстроювання частоти гетеродина АПЧ забезпечує точність і стабільність налаштування на станцію. Автоматичне регулювання підсилення АРП забезпечує стабільність рівня сигналу на вході детектора ЧД. Паразитна амплітудна модуляція усувається за рахунок застосування схеми ЧД, нечутливої до неї. Для зручності слухача вводяться додаткові схеми: схема безшумного налаштування БШН і схема стеження за налаштуванням СІН.

Для приймання АМ-сигналів і сигналів з вузькосмуговою ЧМ проміжна частота, як правило, вибирається зі стандартного ряду частот: 455, 465, 500 кГц, та 10,7 МГц - для широкосмугових ЧМ-сигналів. У режимі стереотрансляції для передачі так званого комплексного стереосигналу використовуються більш широкосмугові сигнали з полярною модуляцією (стандарт OIRT) і з пілот-тоном (стандарт CCIR).

Для сучасних радіомовних приймачів найбільш характерними є такі напрямки удосконалення: відмова від механічних і електромеханічних вузлів і деталей, застосування цифрових систем керування, синтезаторів частот і мікропроцесорів, а також мініатюризація і підвищення вимог до дизайну.

Поліпшення приймачів здійснюється за рахунок застосування сучасної елементної бази та схемотехніки. Існує велика кількість транзисторів, що стійко працюють на високих частотах, мають великі коефіцієнти підсилення, малі власні шуми, хорошу лінійність характеристик. Застосовуються електронні системи налаштування за допомогою варикапів і всілякі пристрої для усунення завад. Випускається широка номенклатура спеціалізованих ІМС і великих ІМС, на яких виконуються будь-які блоки радіоприймального пристрою і навіть практично весь тракт приймача.

Побутовий радіоприймач повинен мати гарні ергономічні характеристики і задовольняти естетичні вимоги.

2.2. ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІ ПРИЙМАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

Під телекомунікацією розуміють односторонній або двосторонній зв'язок між окремими кореспондентами. Найбільш характерними особливостями телекомунікаційних каналів є їхня велика протяжність (до

десятків тисяч кілометрів), високі вимоги до достовірності передачі інформації і її великий обсяг.

Для зв'язку на великій відстані між кореспондентами (магістральні лінії зв'язку) використовується діапазон частот від 3 до 30 МГц. Застосовуються різні види модуляції, що забезпечують телефонний або телеграфний режим роботи, а саме: А1 - телеграфія при амплітудній маніпуляції, А3 - телефонія при амплітудній модуляції, F1 - телеграфія при кутовій (частотній або фазовій) маніпуляції, F3 - телефонія при частотній модуляції. Крім згаданих вище двосмугових сигналів, широко застосовуються односмугові, в тому числі з ослабленим або придушеним коливанням носійної частоти. При випромінюваннях типів А1, А3, F1, F3 використовують слуховий прийом сигналів на одну або дві пари телефонів, а також на гучномовець. Телеграфні сигнали часто реєструються безпосередньо на телеграфний апарат або дисплей комп'ютера.

Виділяють три основні класи магістральних радіоприймальних пристроїв. До першого класу відносять адаптивні приймачі, що реалізують гранично досяжні на даному рівні розвитку радіотехніки параметри. Вони можуть мати великі габарити, високу вартість, споживати значну потужність від джерел живлення, мають обмежену кількість носійних частот і обслуговуються досить кваліфікованим персоналом.

До другого класу відносять приймачі з плавним або дискретним налаштуванням частоти приймання, що мають відносну нестабільність частоти не більше $5 \cdot 10^{-5}$ і високі, але не граничні електричні показники.

Третій клас - це приймачі з плавним налаштуванням частоти приймання (з відносною нестабільністю порядку $5 \cdot 10^{-4}$), що забезпечують тільки слухові види роботи, місцеве (ручне або автоматичне) керування, мають високу надійність і економічність, малі габарити і масу. Можливе незначне погіршення другорядних електричних параметрів у порівнянні з другим класом.

Порогова чутливість магістральних приймачів в одиницях шумової температури порівняно до T_0 становить 7...13 дБ (відповідно, коефіцієнт шуму $K_{ш} = 5...20$). Ослаблення побічних каналів приймання досягає 80...120 дБ. Двосигнальна вибірковість нормується на рівні 60...100 дБ. Для розширення динамічного діапазону використовуються ручне і автоматичне регулювання підсилення, що мають глибину регулювання відповідно 55...80 (ручна) і 55 ... 115 (автоматична) децибел.

У головному тракту приймання використовується дворазове або триразове перетворення частоти, що дозволяє реалізувати високу вибірковість як у прямому, так і у дзеркальному каналах приймання. Перша проміжна частота обирається вище найбільшої частоти робочого діапазону (35...50 МГц). В результаті дзеркальний канал виявляється далеко за межами налаштування приймача і має значне (до 100 дБ) ослаблення. Основна селекція здійснюється вже в тракту першої проміжної частоти приймача за рахунок застосування кварцових або монолітних фільтрів зосередженої селекції (ФЗС). При виборі другої проміжної частоти керуються міркуваннями

забезпечення вибіркової щодо сусіднього і другого дзеркального каналів приймання, а також узгодження ширини спектра сигналу і смуги прозорості ППЧ. Значення другої проміжної частоти в професійних приймачах варіюються від 0,2 до 1,6 МГц.

Перекриття діапазону частот забезпечується налаштуванням одного (першого) гетеродина, при цьому проміжні частоти є фіксованими. Однак можливі варіанти зі зміною частоти двох і більше гетеродинів, а також зі змінним значенням першої проміжної частоти. Для прикладу розглянемо структурну схему професійного приймача.

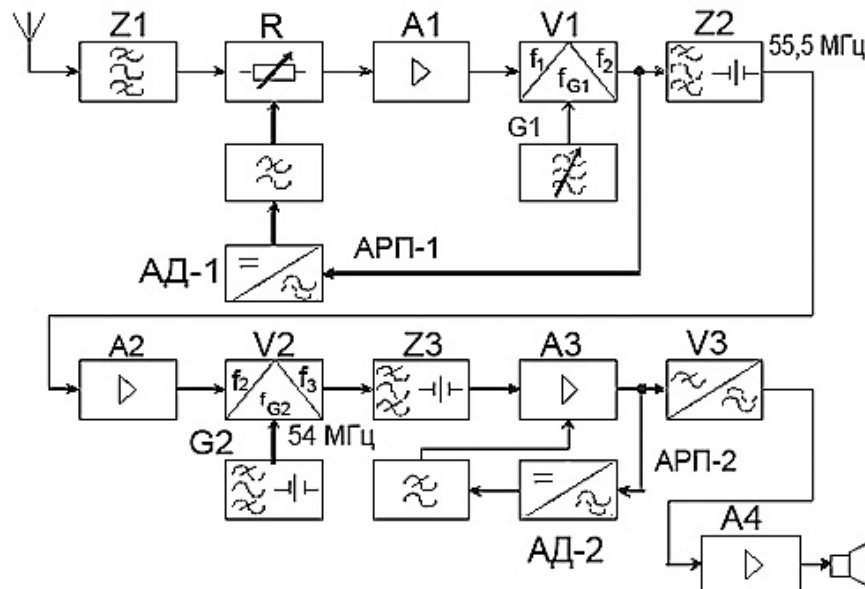


Рис. 2.2. Варіант типової структурної схеми професійного приймача короткохвильового діапазону

На Рис. 2.2 застосовані умовні позначення функціональних елементів приймача. Сигнал від антени проходить через фільтр Z1 вхідного кола, атенюатор R і підсилювач A1, після чого надходить на перший змішувач V1. Фільтр Z1 зазвичай являє собою систему контурів із сталою середньою частотою, за допомогою якої здійснюється попередня селекція сигналів в межах обраного діапазону хвиль. Смуга пропускання Z1 дорівнює ширині піддіапазону. При зміні піддіапазону змінюється фільтр.

Високочастотний атенюатор R може мати ручне або автоматичне керування. Його доцільно виконати на р-і-п діодах, що мають дуже малий опір у відкритому стані. Завдяки цьому для слабких сигналів коефіцієнт передавання R має значення, близьке до одиниці.

Підсилювач A1 повинен задовольняти вимогам високої лінійності і малого коефіцієнту шуму. У розглянутій схемі це широкосмуговий підсилювач із сталою смугою пропускання.

Перше перетворення частоти здійснюється "вгору". Виходячи з міжнародної регламентації діапазону КХ (5...30 МГц), значення першої проміжної частоти обирають вище 30 МГц. Генератор плавного діапазону G1 забезпечує налаштування приймача на частоту сигналу обраної станції. Сигнал, перенесений на першу проміжну частоту, виділяється фільтром Z2.

Далі сигнал надходить на вхід підсилювача А2, навантаженням якого є другий перетворювач частоти V2.

Друга проміжна частота обирається досить низькою. На ній відбувається основне підсилення сигналу. Другий гетеродин G2 – має сталу і високостабільну частоту. Його частота обирається відповідно до стандарту на частоти сучасного ряду кварцових резонаторів. Сигнал на другій проміжній частоті виділяється фільтром Z3 і підсилюється резонансним підсилювачем А3, після чого надходить на вхід детектора V3. Низькочастотний сигнал з виходу детектора підсилюється підсилювачем низьких частот А4, навантаженням якого є гучномовець або пристрій запису.

Радіоприймач охоплений двопетльовою системою АРП. Коло АРП-1 складається з детектора АРП АД-1 і фільтра низьких частот. Це коло забезпечує лінійність роботи підсилювачів А1 і А2 при різкому зростанні рівня сигналів в антені. Вона забезпечує захист не тільки від перевантаження каскадів приймача корисним сигналом високого рівня, але і від інтермодуляційних спотворень, що виникають за рахунок одночасної дії потужних позасмугових завад. З цією метою керувальна напруга в коло АРП-1 знімається до смугового фільтра Z2, тобто до виконання основної фільтрації. У разі завади високого рівня коефіцієнт передавання атенюатора R зменшується, що запобігає появі перехресної модуляції або інтермодуляційної завади. У коло АРП-2 входять детектор АРП АД-2 і фільтр низьких частот. Це коло запобігає перевантаженню підсилювача низьких частот А4 в разі різкого зростання рівня корисного сигналу. У цьому випадку дія АРП-2 зводиться до зменшення підсилення ППЧ-2 А3 і забезпечення лінійності його роботи.

Чутливість, динамічний діапазон і лінійність тракту приймання багато в чому залежать від правильності розподілу підсилення по каскадах. В процесі проектування доводиться приймати компромісне рішення, яке задовольняє в тій чи іншій мірі вимогам як до чутливості, так і до лінійності тракту. Збільшення підсилення в перших каскадах приймача призводить до збільшення чутливості, але може призвести до зменшення динамічного діапазону. Зменшення підсилення, навпаки, дозволяє розширити динамічний діапазон, але призводить до зниження чутливості.

Вибірковість щодо дзеркальному каналу та каналу прямого проходження легко забезпечується за допомогою ФНЧ в приймачах з перетворенням частоти «вгору» (так звана, інфрадинна схема), тобто, коли перша проміжна частота обрана вище максимальної частоти сигналу. Це дозволяє збільшити частоту першого дзеркального каналу і забезпечити задане придушення цього каналу за допомогою досить простого широкосмугового фільтра у входньому колі та ПРЧ. У разі використання широкого частотного діапазону приймання входне коло виконують в вигляді набору СФ з сталими АЧХ, що перекриваються, або у вигляді набору СФ з малим діапазоном переналаштування.

Каскадно з СФ включають фільтр верхніх частот з частотою зрізу 1,5 МГц для ослаблення завад від станцій, що працюють в діапазонах кілометрових і гектометрових хвиль.

Перетворювачі частоти істотно впливають на лінійність і коефіцієнт шуму приймача. Залежно від типу змішувача розрізняють перетворювачі на біполярних транзисторах, польових транзисторах і на діодах. У перших перетворювачах частоти частіше використовують польові транзистори з квадратичними вольт-амперними характеристиками або діодні змішувачі. З метою зменшення інтермодуляційних спотворень застосовують балансні і подвійні балансні схеми. Режим роботи змішувача встановлюється так, щоб забезпечити високу лінійність і малі власні шуми.

В даний час в схемах приймачів широке застосування знаходять аналогові перемножувачі сигналів, за допомогою яких можуть бути реалізовані не тільки перетворення частоти, а й операції частотного і фазового детектування, синхронне амплітудне детектування, регулювання підсилення тощо. Випускаються аналогові перемножувачі сигналів як у вигляді окремих інтегральних схем, так і в складі спеціалізованих ІМС.

До підсилювача першої ПЧ висуваються високі вимоги щодо лінійності. Для їхньої реалізації застосовують біполярні та польові транзистори з малим рівнем власних шумів. Приймаються заходи щодо забезпечення високої температурної стабільності режиму каскадів. Підсилення на першій ПЧ зазвичай становить близько 20 дБ. Частотна селекція забезпечується застосуванням кварцових фільтрів, фільтрів на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), електромеханічних фільтрів або фільтрів на основі твердотільних резонаторів.

До другого змішувача, так само, висувають високі вимоги до лінійності, але вимоги щодо шумів є менш жорсткими.

ППЧ-2 повинен забезпечити основне підсилення приймача, а також достатньо глибоке регулювання підсилення. Його підсилення змінюється колом АРП-2 від декількох тисяч до декількох десятків. Регулювання підсилення не повинно погіршувати лінійності тракту. Для підсилення можуть використовуватися дискретні елементи або ІМС. Можливе використання декількох ідентичних каскадів.

Сучасні тенденції розвитку техніки приймання полягають у тому, що в приймачі вводяться різного роду ручні і автоматичні регулювання окремих параметрів (підсилення, вибіркової частоти налаштування) або навіть передбачаються автоматичні зміни його загальної структури і алгоритму роботи в залежності від мінливих умов зв'язку. Це дозволяє забезпечити близьке до оптимального приймання при досить швидких змінах характеристик сигналів і завад. Спеціальна апаратура автоматичного контролю дозволяє, за заздалегідь введеною програмою, виробляти як оцінку працездатності приймача, так і оцінку якості сигналу. Всі ці заходи значно збільшують надійність приймання повідомлення.

2.3. РАДІОЛОКАЦІЙНІ ПРИЙМАЧІ

Радіолокаційний приймач є частиною радіолокаційної станції (РЛС) і, як правило, працює від спільної з передавачем антени. Розрізняють РЛС неперервного і імпульсного випромінювання. Оброблення сигналу в приймачі передбачає виявлення сигналу, відбитого від цілі, і визначення його параметрів, наприклад, дальності до цілі за результатом вимірювання затримки прийнятого сигналу відносно переданого.

Оптимальний приймач простого імпульсного сигналу (з базою порядку одиниці) складається з двох частин: широкосмислової лінійної частини і оптимального виявлювача або вимірювача. У широкосмислово-лінійному тракті виконується підсилення сигналу до рівня, необхідного для нормальної роботи виявлювача або вимірювача, а також попередня фільтрація сигналу. На першому етапі приймачний пристрій РЛС працює в режимі виявлення сигналу. На другому - розв'язується завдання вимірювання його параметрів. Ми обмежимося завданням виявлення. Математично задача виявлення сигналу на тлі флуктуаційної завади зводиться до обчислення кореляційного інтегралу і порівнянню його з заданим порогом виявлення. Для сигналу $u(t)$, форма якого вважається відомою, формується опорний сигнал $u_0(t)$, що відрізняється від нього тільки довільним фазовим зсувом і рівнем. Кореляційним інтегралом називають результат інтегрування їх добутку:

$$z(t) = \int_{t_1}^{t_2} u(t)u_0(t - t_3, \varphi)dt. \quad (2.1)$$

При $\varphi=0$ і $t_3=0$ кореляційний інтеграл приймає найбільше значення і забезпечується найвище досяжне відношення сигнал/шум. Це забезпечує найкращі характеристики виявлення.

Пристрої, що обчислюють кореляційний інтеграл, можуть бути двох типів. Використовується або корелятор, або узгоджений фільтр. Їхні схеми наведені на Рис. 2.3.

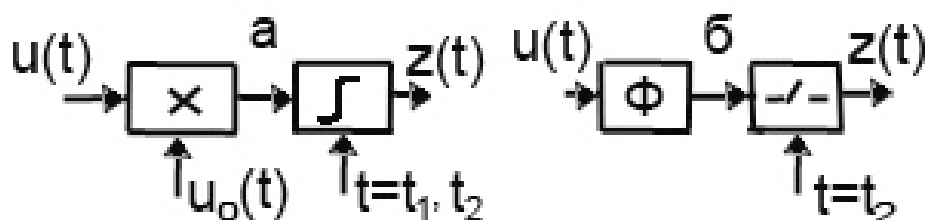


Рис.. 2.3. Пристрої, що обчислюють кореляційний інтеграл:
а - корелятор; б - узгоджений фільтр

Ці схеми застосовуються при когерентному обробленні сигналу. У випадку використання корелятора опорний сигнал повинен збігатися за фазою з прийнятим, інтегрування повинно починатися в момент приходу очікуваного сигналу і закінчуватися в момент його закінчення. У разі застосування узгодженого фільтра момент ввімкнення ключа повинен збігатися з моментом закінчення очікуваного сигналу. Зазначені умови реалізувати на

практиці практично неможливо, тому зазвичай використовуються методи некогерентного оброблення. Структури некогерентних приймачів виявлення одиночного радіоімпульсу наведені на Рис. 2.4.

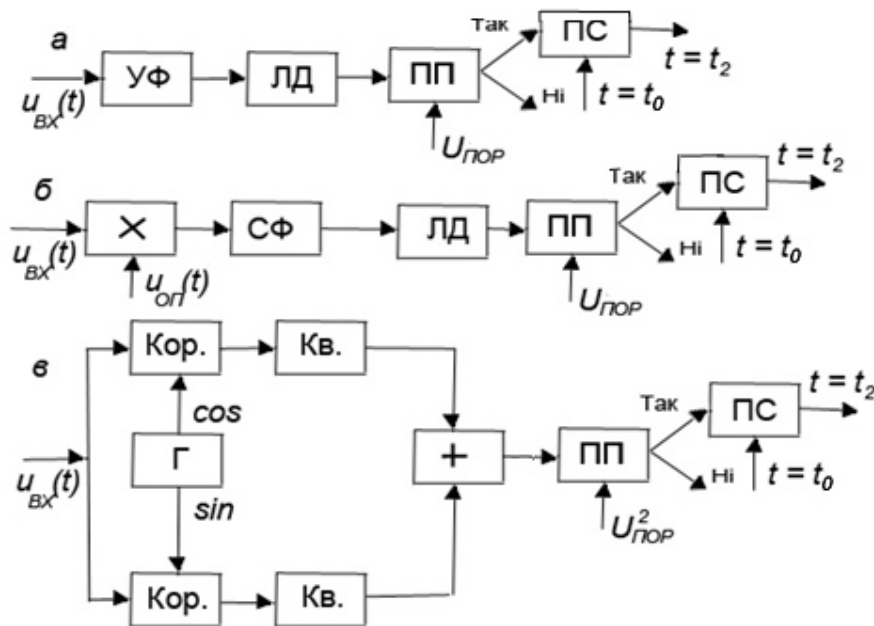


Рис. 2.4. Оптимальні некогерентні приймачі виявлення:

а - фільтрова; б - кореляційно-фільтрова; в - квадратурна схеми

Фільтровий приймач виявлення складається з узгодженого фільтра (УФ), що виконується зазвичай на проміжній частоті, лінійного детектора (ЛД). Фіксація моменту виявлення сигналу $t = t_2$ виконується пристроєм синхронізації (ПС), який запускається зондувальним імпульсом передавача РЛС ($t = t_0$), і зупиняється, коли спрацює пороговий пристрій (ПП), тобто, коли миттєве значення обвідної сигналу на виході ЛД перевищить порогову напругу.

Кореляційно-фільтровий приймач виявлення має корелятор, що працює на проміжній частоті. Корелятор утворений перемножувачем (перетворювачем частоти) і смуговим фільтром СФ, стала часу якого значно більше тривалості імпульсу. Фільтр виконує роль інтегратора високочастотного коливання. Сигнал на виході корелятора при дії на нього радіоімпульсу з прямокутною обвідною має вигляд високочастотного імпульсу з трикутною обвідною. Часове положення $U_{on}(t)$ змінюється (на схемі не показано) до моменту спрацювання ПП.

Оптимальний квадратурний приймач виявлення складається з двох квадратурних каналів з кореляторами (Кор), на виходах яких встановлено квадратори (Кв). Вихідні напруги квадраторів $z_1^2(t)$ та $z_2^2(t)$ підсумовуються, у підсумку утворюється квадрат модуля кореляційного інтегралу:

$$|z(t)|^2 = z_1^2(t) + z_2^2(t), \quad (2.2)$$

що не залежить від початкової фази сигналу. Далі, як і в попередніх схемах, працюють пороговий та синхронізувальний пристрої.

Під час виявлення радіолокаційних сигналів користуються критерієм Неймана-Пірсона, який полягає у наступному. Прийнятий сигнал порівнюється з пороговим значенням, яке визначається, виходячи з таких умов. Головною помилкою, яка називається пропуском цілі, є твердження, що сигналу немає, коли він є. Ймовірність цієї помилки визначається, виходячи із заданої ймовірності $P_{ХТ}$, що називається хибною тривоگو. Поріг порівняння $U_{ПОР}$ визначається із співвідношення

$$P_{ХТ} = \int_{U_{ПОР}}^{\infty} p_{Ш}(u) du, \quad (2.3)$$

де $p_{Ш}(u)$ - густина ймовірності шуму на вході порогового пристрою. Поріг визначається експериментально для конкретного коефіцієнту шуму приймача. А далі, ймовірність правильного виявлення $P_{ПВ}$ визначають інтегруванням розподілу суміші сигналу з шумом.

$$P_{ПВ} = \int_{U_{ПОР}}^{\infty} p_{С+Ш}(u) du, \quad (2.4)$$

де $p_{С+Ш}(u)$ - густина ймовірності суміші сигналу з шумом на вході порогового пристрою. Графік залежності $P_{ПВ}$ від $P_{ХТ}$ називається робочою характеристикою приймача-виявлювача. Залежності, одержані за умови різних значень відношення сигнал/шум, утворюють сім'ю робочих характеристик приймача. При проектуванні РЛС задають певні значення ймовірності правильного виявлення і ймовірності хибної тривоги. Потім, по робочій характеристиці, визначають відношення сигнал/шум, поріг виявлення $U_{пор}$ і чутливість приймача.

Якість всіх трьох видів некогерентних виявлювачів однакова. Рішення про вибір тієї, чи іншої схеми, визначається складністю її втілення.

Реалізація оптимальних алгоритмів виявлення іноді призводить до надмірного ускладнення та подорожчання приймача. У цих випадках доводиться змінювати деякі параметри оптимального алгоритму або змінювати сам алгоритм, а іноді робити і те й інше. При цьому конструктивні, технічні, а часто і експлуатаційні параметри приймача поліпшуються, але збільшується граничне відношення сигнал/шум в порівнянні з визначеним у оптимальному алгоритмі. Якщо збільшення невелике, то змінений алгоритм називають підоптимальним.

У разі приймання простого сигналу (з базою порядку одиниці) цілком можливо використовувати замість узгодженого (оптимального) фільтра, фільтр з формою АЧХ, близькою до прямокутної або дзвоноподібної. Близьку до прямокутної АЧХ можна одержати в ППЧ з системою зв'язаних контурів, близьку до дзвоноподібної - в ППЧ з поодинокими налаштованими в резонанс контурами. За рахунок правильного підбору смуги пропускання такого фільтра можна звести до мінімуму втрати через неоптимальність форми АЧХ. Такі фільтри називають квазіоптимальними.

Розрахунок оптимальної смуги пропускання для радіоімпульсу тривалістю t_i з прямокутною обвідною ведуть за формулами:

$$\begin{aligned} P_{онм} &= 1,37 / t_i - \text{для прямокутної АЧХ,} \\ P_{онм} &= 0,8 / t_i - \text{для дзвоноподібної АЧХ.} \end{aligned}$$

Втрати в пороговому відношенні сигнал / шум при цьому складають:

0,8 дБ в разі прямокутної АЧХ;
0,3 дБ в разі дзвоноподібної АЧХ.

Якщо обвідна радіоімпульсу має дзвоноподібний характер, втрати будуть ще менше. Таким чином, форма АЧХ мало впливає на значення порогового сигналу. Але, від форми АЧХ залежить тривалість відгуку приймача на імпульсний сигнал. А це, в свою чергу, відбивається на розрізняльній здатності РЛС за відстанню. Тобто, розрізнити цілі, часова затримка між якими є меншою за тривалість відгуку приймача не можна.

Внаслідок можливої нестабільності частоти сигналу РЛС і доплерівського зсуву його частоти під час відбиття сигналу від рухомої цілі доводиться розширювати смугу пропускання приймача порівняно зі смугою, узгодженою з імпульсним сигналом:

$$П = П_{opt} + 2\Delta f_D + \Delta f_H, \quad (2.5)$$

де $П_{opt}$ - оптимальна смуга, Δf_D - максимальний доплерівський зсув частоти, Δf_H - нестабільність частоти сигналу РЛС з урахуванням дії системи АПЧ, якщо вона введена.

Приклад варіанту структурної схеми радіолокаційного приймача, що входить в РЛС і працює від спільної антени з передавачем, наведена на Рис. 2.5.

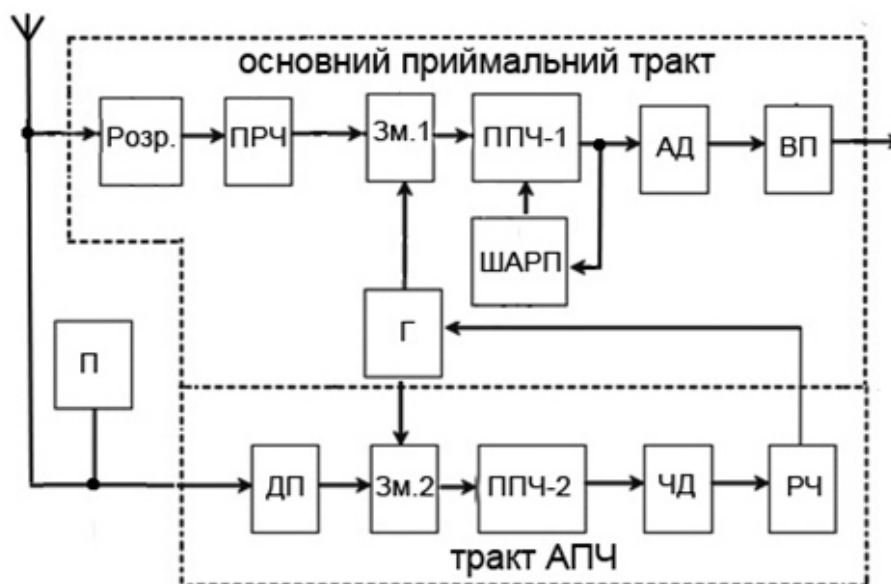


Рис. 2.5. Приклад варіанту структурної схеми радіолокаційного приймача: П - передавач, ДП - ділянка потужності, Розр. - розрядник, ПРЧ - підсилювач радіочастоти, Зм. - змішувач, ППЧ - підсилювач проміжної частоти, АД - амплітудний детектор, ВП - відеопідсилювач, Г - гетеродин, ЧД - частотний дискримінатор, РЧ - регулятор частоти.

Основний приймальний тракт складається з розрядника, що захищає вхід приймача в момент випромінювання сигналу передавачем, і підсилювача радіочастоти. Підсилений сигнал подається на змішувач Зм.1, на другий вхід якого подається коливання гетеродина. Продукти перетворення підсилюються і фільтруються у підсилювачі проміжної частоти ППЧ-1. Обвідна прийнятого сигналу формується амплітудним детектором АД.

Підсилена відеопідсилювачем обвідна подається на індикаторний пристрій РЛС. Для розширення динамічного діапазону приймача в основному тракті часто використовуються логарифмічні підсилювачі.

Для захисту приймача від дії потужних імпульсних завад, тривалість яких перевищує тривалість корисного сигналу, введена система швидкодіючого автоматичного регулювання підсилення ШАРП, час спрацювання якої більше тривалості сигналу, але менше тривалості завади.

Нестабільність частот передавача і гетеродина компенсується системою АПЧ, яка містить: дільник потужності ДП, другий змішувач Зм.2, другий підсилювач проміжної частоти ППЧ-2, частотний дискримінатор ЧД і регулятор частоти РЧ.

При розрахунку радіолокаційного приймача зазвичай задаються: довжина хвилі (частота) сигналу, тривалість імпульсу, частота надходження імпульсів, тривалість фронту, нестабільність частоти сигналу, реальна чутливість, коефіцієнт розрізнення, вибірковість щодо дзеркальному каналу, динамічний діапазон рівнів входних сигналів, припустима зміна амплітуди сигналу на вході детектора, напруга на виході приймача, опір і ємність навантаження.

Смуга пропускання приймача залежить від призначення РЛС і висунутих до неї технічних вимог. У тих випадках, коли першорядне значення має дальність дії станції і питання точності визначення відстані особливо не обговорено, смугу пропускання приймача обирають оптимальною з точки зору характеристик виявлення, як вже було описано вище.

Точне визначення відстані до цілі залежить від крутості фронту імпульсу на виході приймача. Час наростання імпульсу розподіляють по окремих блоках приймача:

$$\tau_{\phi} = \sqrt{\tau_{BЧ}^2 + \tau_{AD}^2 + \tau_{BП}^2}, \quad (2.6)$$

де $\tau_{BЧ}$ - час наростання фронту імпульсу в високочастотному тракті,

τ_{AD} - час наростання фронту імпульсу в детекторі,

$\tau_{BП}$ - час наростання фронту імпульсу в відеопідсилювачі.

Близьким до оптимального є розподіл за умови $\tau_{BЧ} = 0,9\tau_{\phi}$; $\tau_{AD} = 0,27\tau_{\phi}$; $\tau_{BП} = 0,36\tau_{\phi}$. Ці співвідношення є вихідними під час визначенні смуги пропускання високочастотного тракту і відеопідсилювача. Смуга пропускання високочастотного тракту визначається наступним чином:

$$П = \frac{0,75}{\tau_{BЧ}} + \frac{П_{НЕС}}{K_{АПЧ}}, \quad (2.7)$$

де $П_{НЕС}$ - підсумкова нестабільність частот сигналів, $K_{апч}$ - коефіцієнт автопідстроювання частоти. Відносна нестабільність частоти передавача при проектуванні приймача зазвичай задається в ТЗ. Її величина може бути порядку 10^{-3} . Приблизно такий же порядок має відносна нестабільність частоти транзисторного гетеродина.

Неточність налаштування ППЧ становить приблизно (0,003 ... 0,01)П. Підсумкова нестабільність визначається підсумовуванням окремих нестабільностей в середньоквадратичному. Розширення смуги частот у порівнянні з оптимальним варіантом не повинно перевищувати 10... 20%. Ця вимога дозволяє прийняти рішення щодо введення системи АПЧ і визначити її параметри.

Вибір перших каскадів підсилення сигналу визначається припустимим коефіцієнтом шуму приймача, який розраховується за заданою чутливістю. При цьому можливі наступні основні варіанти:

- схема починається з діодного або транзисторного змішувача;
- в схему вводиться транзисторний підсилювач радіочастоти;
- застосовується параметричний підсилювач без охолодження або з охолодженням.

Розрахунок рекомендується почати з найпростішого першого варіанта. У разі діодного змішувача коефіцієнт шуму приймача розраховується за формулою

$$K_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{шппч}}}{K_{\phi}K_pK_{zm}}, \quad (2.8)$$

де $K_{\text{шппч}} \approx 2K_{\text{ш1}}$ ($K_{\text{ш1}}$ - коефіцієнт шуму першого транзистора ППЧ, зазвичай близький до 3 ... 5 дБ), $K_{\phi} = 0,9$; $K_p = 0,7...0,8$; $K_{zm} = 0,2 ... 0,3$ (1...7 дБ) - відповідно коефіцієнти передачі (за потужністю) фідера, розрядника і діодного (транзисторного) змішувача. Якщо розрахований коефіцієнт шуму не перевищує допустимого, отриманого для заданої чутливості, на цьому варіанті і зупиняються.

Якщо коефіцієнт шуму приймача виявляється більше допустимого, застосовують транзисторний підсилювач радіочастоти, або (якщо $K_{\text{ш}} < 5$) параметричний підсилювач.

Проміжна частота обирається в інтервалі 30...120 МГц, при цьому керуються такими основними міркуваннями:

- підвищення проміжної частоти покращує фільтрацію складової проміжної частоти після детектора;
- для кращого відтворення форми обвідної імпульсу період проміжної частоти повинен складати не більше 0,05 тривалості сигнального імпульсу;
- низька проміжна частота забезпечує підвищену стійкість ППЧ, дозволяє зменшити його коефіцієнт шуму, але вимагає більш досконалої системи АПЧ;
- більша вибірковість відносно дзеркальному каналу забезпечується вибором більш високої проміжної частоти.

2.4. ПРИЙМАЧІ ЦИФРОВИХ ДАНИХ

Особливостями пристроїв передачі та приймання цифрових даних є:

- формування вихідного інформаційного сигналу у вигляді цифрової послідовності значень, наприклад, нулів і одиниць. При цьому для прийнятого аналогового сигналу є обов'язковою процедура аналого-

цифрового перетворення - квантування значень сигналу за рівнем в дискретні моменти часу;

- розділення (за необхідності) прийнятого сигналу на окремі канали, якщо сигнал було сформовано шляхом маніпуляції колювання носійної частоти відразу декількома послідовностями при частотному і часовому ущільненні;
- простота точного відновлення інформаційної послідовності в приймачі, бо невеликі завади і спотворення сигналу, що передається при демодуляції порівняно легко придушуються пороговим пристроєм при віднесенні рівня сигналу до одного з можливих значень («0», або «1» для бінарного сигналу);
- можливість застосування спеціальних завадостійких кодів, квазіоптимальних і адаптивних методів приймання сигналів, цифрового оброблення сигналу (ЦОС) із запам'ятовуванням великої кількості параметрів і масивів самого сигналу;
- приймачі цифрових даних з ЦОС забезпечують високу стабільність характеристик. Апаратура ЦОС не потребує налаштування, а елементна база є більш однорідною.

Однак цифровим вузлам приймача притаманні і недоліки, в основному пов'язані з більшою апаратурною складністю: більше споживання, необхідність синхронізації вузлів щодо тактової частоти, збільшення затримки доставки сигналу. Крім того, є ймовірність втрати сигналу у разі недостатнього відношення сигнал/шум, або втрати синхронізації, що призведе до спотворення прийнятих символів повідомлення. Часткову втрату даних можна мінімізувати застосуванням інформаційних заходів (надлишкового кодування тощо), які призводять до зниження реальної швидкості передачі даних.

Передача цифрових даних здійснюється переважно в виділених діапазонах 433,92 МГц, 868,3 МГц, 800-900 МГц, 1800-1900 МГц і 2,4 ГГц. Оскільки передавання сигналу ведеться, як правило, на малу відстань (від 1 до 2000 м) і в умовах значного рівня індустриальних завад, при проектуванні таких приймачів велике значення приділяється їх ефективній чутливості та вибірковості. Зазвичай чутливості приймачів цифрових сигналів лежать в діапазоні $-(90...110)$ дБм, смуги пропускання в діапазоні від 3 кГц до 54 МГц. Крім того, приймачі такого виду часто є мобільними, тому особливі вимоги пред'являються до їх масо-габаритних показників.

Для передавання цифрових даних використовуються сигнали з різними методами маніпуляції: частотної (ЧМн), фазової (ФМн), амплітудно-фазової (АФМн).

Лінійна додетекторна частина радіотракту приймачів цифрових даних може будуватися за тими ж структурними схемами, що й приймачі аналогових сигналів. У більшості випадків приймачі цифрових даних будуються за супергетеродинною схемою з одноразовим перетворенням частоти, але також зустрічаються і приймачі прямого підсилення.

Виходячи з того, що сигнал на виході такого приймача повинен мати цифровий вигляд, вихідним каскадом є ПП (для бінарної інформаційної посилки) та дешифратор (у разі заздалегідь відомого коду повідомлення).

При цьому структурні схеми таких приймачів можуть виглядати так, як показано на Рис. 2.6, а, б. Приймач прямого підсилення зручний і простий в реалізації при фіксованому налаштуванні для випадку приймання сигналів з широким спектром або при відсутності завад у робочому діапазоні частот.

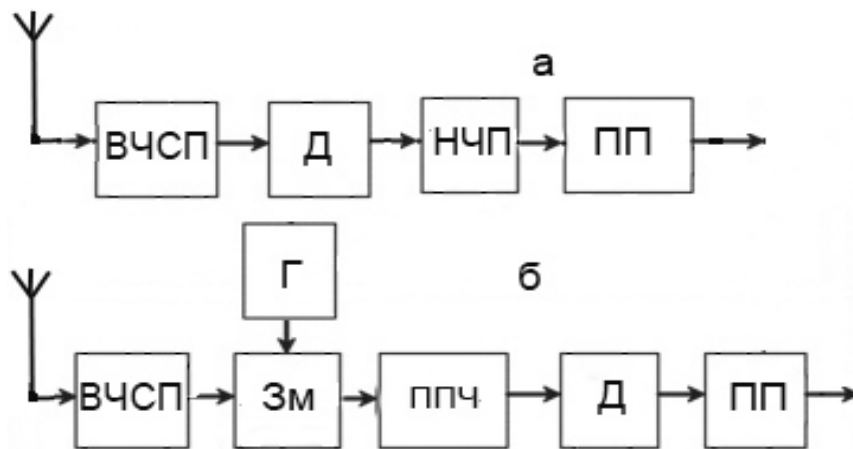


Рис. 2.6. Приклади структурних схем приймачів цифрових даних:

а - пряме підсилення; б - супергетеродин

Високочастотний селективний підсилювач (ВЧСП) в таких приймачах будується на основі фільтра на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), що має малі габарити і високі селективні властивості. Такі ж фільтри, як правило, використовуються і в ППЧ. Тип детектора залежить від виду маніпуляції сигналу. Таким чином, специфіка приймання сигналів цифрових даних полягає, в основному, в детектуванні і в післядетекторному обробленні сигналу.

Розглянемо приклад структурної схеми післядетекторного оброблення сигналу (див. Рис. 2.7). Детектор того, чи іншого виду перетворює прийнятий радіосигнал на відеоімпульси, далі, маніпуляційний фільтр (МФ) згладжує відеоімпульси, зменшуючи провали і викиди. Нормувальний пристрій (НП), за допомогою формувача порогу (ФП), забезпечує оптимальний поріг спрацьовування порогового пристрою (ПП) виконуючи умову $U_{пор} = U_{max}/2$.

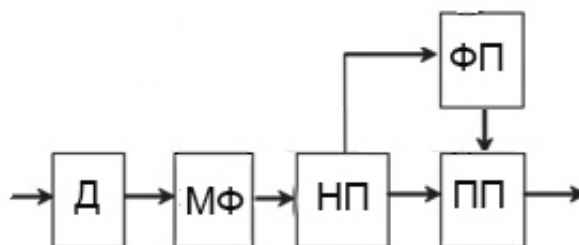


Рис. 2.7. Варіант структурної схеми післядетекторного оброблення сигналу

Для забезпечення правильної реєстрації сигналів на виході приймача необхідно узгодити моменти відліків з надходженням елементарних сигналів, що утворюють кодові комбінації, межі між якими повинні бути точно відомі. З цією метою можуть використовуватися спеціальні системи синхронізації,

що забезпечують вчасність відліку елементарних посилок і кодових комбінацій. Вимоги до параметрів сигналів синхронізації значно перевищують вимоги до параметрів інформаційних сигналів. Тому синхросигнали передаються (і приймаються) або у окремому частотному каналі, або за допомогою додаткового кодування синхропослідовності.

2.5. ПАНОРАМНІ РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

Панорамні приймачі є одними з найважливіших інструментів систем технічного захисту інформації (ТЗІ), призначених для спостереження сигнального простору з метою оцінки його використання, виявлення несанкціонованого витоку сигналів із систем передавання інформації та виявлення нових джерел сигналів. Завдання, які розв'язуються за допомогою панорамних приймачів, відрізняються великою різноманітністю. Серед них:

- радіомоніторинг, тобто поточна оцінка завантаженості діапазону частот радіосигналами і визначення їх параметрів – носійної частоти, параметрів модуляції та зайнятої смуги частот;
- виявлення нових джерел сигналів і оцінка їх параметрів;
- виявлення і оцінка рівнів побічних та позасмугових випромінювань джерел сигналів;
- виявлення і оцінка параметрів завад від електротехнічного обладнання;
- виявлення каналів несанкціонованого витоку сигналів з телекомунікаційних мереж.

Для відповідності своєму призначенню панорамні приймачі повинні мати наступні параметри:

- великий робочий діапазон частот приймання сигналів. Частота налаштування сучасних панорамних приймачів лежить в межах 100 кГц...18 ГГц;
- змінну смугу пропускання сигналів. Сучасні панорамні приймачі мають смуги пропускання, які перемикаються в межах від одиниць Герц до десятків мегагерц;
- великий динамічний діапазон вхідних сигналів;
- високу стабільність і повторюваність частоти налаштування приймача;

Власне панорамний приймач є частиною інформаційно-вимірювальної системи, яка містить такі елементи:

- АЦП прийнятого радіосигналу, перенесеного у відповідну смугу частот;
- демодулятори для різних видів модуляції;
- оперативний запам'ятовуючий пристрій для запам'ятовування або миттєвих значень прийнятого сигналу, або значень потужностей сигналів у різних ділянках діапазону частот;
- індикаторний пристрій для відображення розподілу інтенсивності сигналів у діапазоні частот;

- програмований керувально-обчислювальний пристрій для налаштування приймача та визначення часових та частотних параметрів прийнятих сигналів.

За структурою ППТ панорамного приймача є більш складною порівняно з розглянутими попередньо, і, фактично, може мати кілька каналів з різними частотними параметрами, які перемикаються в залежності від обраного діапазону спостереження та смуги пропускання.

3. ТИПОВІ ВУЗЛИ І БЛОКИ РАДІОПРИЙМАЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

3.1. ВХІДНІ КОЛА

Вхідні кола (ВК) призначені для узгодженої передачі сигналу від антени або фідера до наступних кіл і попереднього придушення завад. Таким чином, слід розділяти дві основні функції вхідних кіл. По-перше, це частотна селекція сигналу, що надходить від антени, яка виконується з метою ослаблення сигналів у завадових каналах приймання. По-друге, це узгодження опору антени з вхідним опором першого каскаду приймача для досягнення максимуму передачі активної потужності сигналу.

Основними характеристиками вхідних кіл є:

- коефіцієнт передачі за напругою (потужністю), тобто відношення напруги (потужності) сигналу на вході першого каскаду до ЕРС (потужності) в антені, а в разі феритової антени - до напруженості поля сигналу;
- смуга пропускання, що характеризує багатосигнальну вибірковість, - ширину області частот з допустимою нерівномірністю коефіцієнту передачі;
- селективність, що характеризує односигнальну вибірковість, тобто зменшення коефіцієнту передачі для заданого розстроєння відносно частоти налаштування порівняно з його значенням на цій частоті, тобто $S(\Delta f) = 20 \lg \left[\frac{K(f_0 \pm \Delta f)}{K(f_0)} \right]$;
- перекриття заданого діапазону частот. ВК повинно забезпечувати налаштування приймача на будь-яку частоту в межах заданого діапазону, при цьому решта характеристик не повинна істотно змінюватися;
- сталість параметрів ВК при зміні параметрів антени та вхідного опору першого каскаду приймача.

ВК являє собою пасивний чотириполіусник, що містить одну або кілька частотно-селективних ланок (наприклад, резонансних контурів), що виділяють сигнал, який приймається. Найбільш поширені одноконтурні вхідні кола. Два і більше коливальних контурів застосовуються тільки при підвищених вимогах до селективності.

3.1.1. ВХІДНІ КОЛА ІЗ ЗМІННОЮ ЧАСТОТОЮ НАЛАШТУВАННЯ

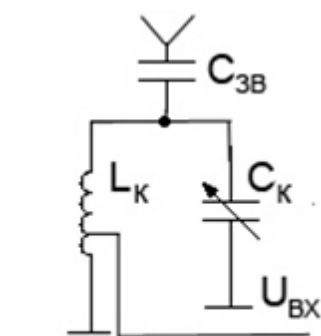


Рис. 3.1. ВК з ємнісним зв'язком з антеною

Якщо зміною параметрів елементів ВК можна змінювати його частоту налаштування, то ці ВК називають налаштовувальними. Такі ВК, як правило, мають високу селективність, забезпечують перекриття широкого діапазону частот, але потребують використання керованого реактивного елемента.

Частотно-селективні ланки, що містяться у ВК, необхідно з'єднувати як з антеною, так і з першим каскадом приймача відповідними

елементами. Для з'єднання контуру з антеною використовуються ємнісний, індуктивний та індуктивно-ємнісний зв'язок, як показано на Рис. 3.1-3.3.

Для підвищення селективності, зменшення смуги пропускання і зменшення внесених в контур втрат, перший каскад приймача включають в контур частково, через автотрансформатор.

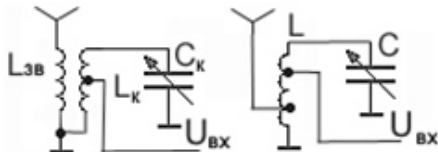


Рис.3.2. ВК з індуктивним зв'язком з антеною

і ДХ вона може лежати в діапазоні 80-100 одиниць. Для КХ - 100-120 одиниць.

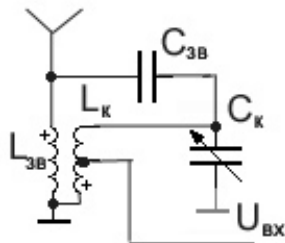


Рис. 3.3. ВК з індуктивно-ємнісним зв'язком з антеною

Для розрахунку селективності ВК для середньої частоти діапазону f_0 слід задатися середньою ємністю контуру C_{K0} . Для діапазону ДХ ця ємність зазвичай приймається 400 пФ, СХ - 200 пФ, КХ - (50...200) пФ, УКХ - (10...50) пФ, а також добротністю ненавантаженого контуру Q_K . Для діапазону СХ і ДХ вона може лежати в діапазоні 80-100 одиниць. Для КХ - 100-120 одиниць.

Індуктивність котушки контуру

$$L_K = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{K0}}. \quad (3.1)$$

Резонансний опір ненавантаженого контуру дорівнює

$$R_{ep} = 2\pi f_0 L_K Q_K. \quad (3.2)$$

Необхідна добротність навантаженого контуру, виходячи із заданої смуги пропускання Δf

$$Q_H = \frac{f_0}{\Delta f}. \quad (3.3)$$

Так само необхідно знати опір навантаження ВК, який дорівнює вхідному опору першого каскаду R_{BX} . В загальному випадку вхідний опір має комплексний характер, що призведе до зсуву резонансної частоти контуру. Але, за умови узгодженого з'єднання каскадів, можна враховувати активну складову вхідного опору R_{BX} . Потрібний коефіцієнт ввімкнення R_{BX} в контур для досягнення заданої еквівалентної добротності навантаженого контуру

$$m = \sqrt{R_{BX} \frac{Q_K - 1}{2R_{ep}}}. \quad (3.4)$$

Смуга пропускання навантаженого контуру, з урахуванням опору R_{BX}

$$\Delta f_H = \frac{2\pi f_0^2 L_K}{R_{epH}}, \quad (3.5)$$

де $R_{epH} = \frac{m^2 R_{BX} R_{ep}}{R_{ep} + m^2 R_{BX}}$ - резонансний опір навантаженого контуру.

Селективність одноконтурного вхідного кола для заданого розстроєння частоти заводового каналу приймання $f_{p3} = |f_0 - f_3|$ можна визначити, скориставшись виразом

$$S(f_{p3}) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{2f_{p3}Q_H}{f_0})^2}}, \text{ або } S(f_{p3})_{дБ} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{2f_{p3}Q_H}{f_0})^2}} \text{ дБ.} \quad (3.6)$$

Коефіцієнти передавання напруги для різних видів зв'язку різні.

Для ВК, що має ємнісний зв'язок з антеною (Рис. 3.1) резонансний коефіцієнт передавання напруги має вигляд

$$K_0 = m \frac{R_{epH}}{\sqrt{R_{epH}^2 + (\frac{1}{2\pi f_0 C_{3B}})^2}}. \quad (3.7)$$

Для ВК, що має індуктивний зв'язок контуру з антеною (Рис. 3.2), резонансний коефіцієнт передавання за умов високої селективності і налаштованої антени

$$K_0 = mnM, \quad (3.8)$$

де n - коефіцієнт ввімкнення антени в контур, M - коефіцієнт зв'язку між котушками. Для схеми з автотрансформатором $M = 1$.

Для ВК, що має індуктивно-ємнісний зв'язок контуру з антеною (Рис. 3.3), резонансний коефіцієнт передавання можна обчислити як суму коефіцієнтів зв'язку, розрахованих окремо для індуктивного та ємнісного зв'язків.

Всі розрахунки слід проводити на центральній частоті діапазону.

3.1.2. ВХІДНІ КОЛА ІЗ СТАЛОЮ ЧАСТОТОЮ НАЛАШТУВАННЯ

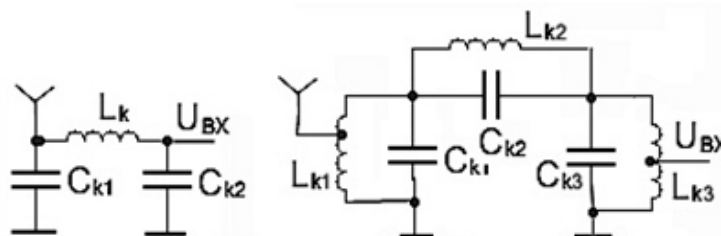


Рис. 34. ВК із сталою частотою налаштування

Ці кола можуть мати таку ж структуру, як і налаштовувальні, або бути фільтрами і узгоджувальними колами будь-якого виду (див. Рис. 3.4). За рахунок часткових ввімкнень антени і першого каскаду можна виконати

умову узгодження практично для будь-яких антен та підсилювачів. Для підвищення селективності використовуються багатоланкові фільтри. Особливо поширені такі фільтри у приймачах діапазону НВЧ.

3.1.3. РОЗБИТТЯ НА ПІДДІАПАЗОНИ

При розбитті робочого діапазону приймача на піддіапазони шукається компроміс між складністю ВК в цілому і кількістю піддіапазонів, тобто можливе перекриття всього заданого діапазону частот єдиним ВК із змінним налаштуванням, але при цьому таке ВК може виявитися складним в побудові і багатоконтурним. Також можливе розбиття діапазону на кілька піддіапазонів, у кожному з яких буде використане простіше коло, наприклад,

одноконтурне і, можливо, налаштоване на одну середню частоту піддіапазону.

У радіомовних приймачах частіше проводиться розбиття КХ діапазону за методом однакових коефіцієнтів перекриття, а в професійних - за методом рівних частотних інтервалів. На СХ, ДХ і УКХ діапазонах в приймачах радіомовлення розбиття на піддіапазони не використовується.

У будь-якому випадку число піддіапазонів визначається розробником з міркувань простоти реалізації при виконанні умов ТЗ щодо селективності приймача.

3.1.4. ОСОБЛИВОСТІ КОНСТРУКЦІЇ ВХІДНИХ КІЛ РІЗНИХ ДІАПАЗОНІВ ХВИЛЬ

На УКХ, КХ, СХ, ДХ застосовуються ВК на основі коливальних контурів з зосередженими параметрами. Котушки діапазонів КХ, СХ і ДХ, як правило, мають осердя з фериту, карбонільного заліза або латуні. Для поліпшення добротності і зменшення власної паразитної ємності котушок обмотки виконують багатожильним дротом. На УКХ котушки зазвичай робляться безкаркасними і з дуже товстого дроту. Так само на УКХ використовуються фільтри на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ).

На більш високих частотах застосовують фільтри і узгоджувальні елементи на мікросмужкових і коаксіальних лініях, на ще більш високих частотах - на хвиле водних об'ємних резонаторах. Якщо під час розрахунків ВК на зосереджених елементах виходять ємності, величиною менше за 5 пФ, або індуктивності - менше за 10 нГн, слід переходити до використання мікросмужкових, коаксіальних та інших ВК на розподілених елементах.

Якщо очікується робота приймача в умовах завад значного рівня, для захисту входу приймача використовують схеми обмеження сигналу. На УКХ і на більш низьких частотах використовують, як правило, діодні обмежувачі на основі зустрічно-паралельних діодів. На більш високих частотах, наприклад в РЛС, вхід приймача на період випромінювання імпульсу відключають за допомогою антенних перемикачів або розв'язують від передавача за допомогою циркуляторів різного виду.

3.2. ПІДСИЛЮВАЧІ РАДІОЧАСТОТИ І ПРОМІЖНОЇ ЧАСТОТИ

Підсилювачі радіочастоти (ПРЧ) і проміжної частоти (ППЧ) є селективними, як правило, вузько смуговими підсилювачами які, власне, і забезпечують частотну вибірковість приймача. Для цього підсилювачі, крім підсилюючих приладів, містять резонансні кола: коливальні контури, або фільтри іншого виду.

3.2.1. РОЗПОДІЛЕНА І ЗОСЕРЕДЖЕНА ВИБІРКОВІСТЬ

ППЧ повинні забезпечувати основний коефіцієнт підсилення приймача. Тому, в більшості випадків, ППЧ є багатокаскадним підсилювачем. Як правило, використовується від 2 до 8 каскадів в одному ППЧ.

Крім того, в загальному випадку, ППЧ повинен, разом з підсиленням, забезпечити вибірковість лінійного тракту приймача. Для цього в його складі є частотно-селективні кола. Використання цих кіл можливе двома способами:

1) Фільтр проміжної частоти (ФПЧ) знаходиться в кожному каскаді багатокаскадного підсилювача, тобто, вибіркові властивості розподілені між усіма каскадами підсилювача. Це, так звана, розподілена вибірковість.

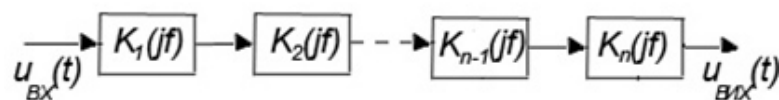


Рис. 3.5. ППЧ з розподіленою вибірковою

Структурна схема багатокаскадного ППЧ з розподіленою вибірковою подана на рис. 3.5.

Частотно-селективними елементами в таких ППЧ є, як правило, одиночні або зв'язані коливальні контури. Частоти налаштування цих контурів залежать від бажаної підсумкової форми АЧХ приймача в цілому. У радіомовних та зв'язкових приймачах, де одною з основних вимог є вибірковість щодо сусіднього каналу, формують АЧХ, наближену до прямокутної форми, вводячи симетричне розстроєння резонансних частот контурів відносно середньої частоти ППЧ і підбираючи необхідну добротність контурів. У радіолокаційних приймачах, де одною з вимог є скорочення тривалості відгуку ППЧ на імпульсну дію, налаштовують всі контури на середню частоту ППЧ, прагнучи досягти гаусівської форми АЧХ.

2) ФПЧ може бути єдиним і знаходитись в одному каскаді ППЧ. Це, так звана, зосереджена вибірковість. У цьому випадку в якості фільтрів так само можна використовувати коливальні контури або інші електричні фільтри на зосереджених елементах, але, в даний час, найчастіше використовуються п'єзокерамічні або електромеханічні резонатори. Велика кількість резонаторів (більше десятка) забезпечують коефіцієнти прямокутності АЧХ на рівні 1,08...1,1. Встановлюються такі ФЗС на вході ППЧ, а самі підсилювальні каскади виконуються широкосмуговими або аперіодичними. Таке технічне рішення є типовим при використанні сучасних ІМС ППЧ.

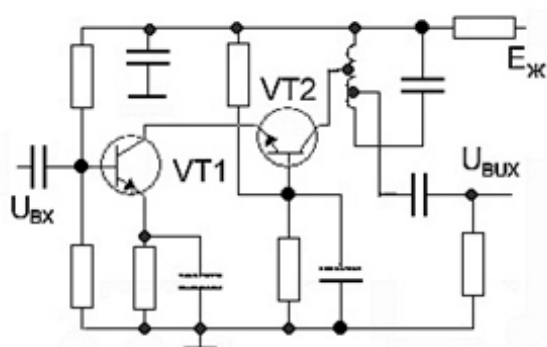


Рис.3.6. Каскадна схема ППЧ

3.2.2. СТІЙКІСТЬ ПІДСИЛЮВАЧІВ РАДІОЧАСТОТИ

Через наявність паразитних зворотних зв'язків (ЗЗ) (в основному, за рахунок ємності колектор-база

транзисторів) можлива зміна параметрів транзисторного каскаду, і, навіть, самозбудження каскаду. Для підвищення стійкості можна використовувати каскодне ввімкнення транзисторів, наприклад, за схемою СЕ-СБ (див. Рис. 3.6).

Для підвищення стійкості підсилювального тракту ПЧ в цілому

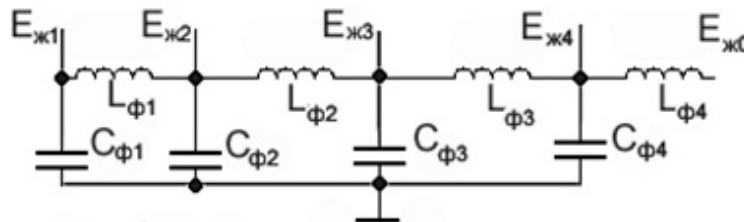


Рис.3.7. Фільтрація напруг живлення каскадів ППЧ

необхідно придушувати паразитні ЗЗ, що охоплюють весь тракт цілком. Такі ЗЗ можливі по спільних колах каскадів підсилювача («заземлення», живлення) і послаблюються шляхом пошуку конструктивних рішень

(наприклад, раціональне формування «земельної» шини на друкованій платі, «заземлення» різних каскадів підсилення в одній точці тощо). Обов'язковим схемотехнічним заходом є використання загороджувальних фільтрів у колах живлення (див. Рис 3.7). Кожна Г-подібна ланка фільтру повинна мати коефіцієнт передавання, значення якого на частоті підсилюваного коливання є приблизно оберненим до значення коефіцієнту підсилення відповідного каскаду.

3.3. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

У загальному вигляді перетворювач частоти складається із змішувача (Зм.), Гетеродина (Г) і фільтра проміжної частоти (ФПЧ).

Залежно від використовуваного частотного діапазону і призначення, у змішувачах може застосовуватися різна елементна база: діоди, транзистори, ІМС. На частотах до кількох ГГц зазвичай працюють транзисторні змішувачі, на НВЧ частіше будують змішувачі на діодах, враховуючи зручність конструювання і кращі частотні властивості діодів.

В якості гетеродинів використовуються малопотужні автогенератори з різними схемами стабілізації і керування частотою коливань.

Оскільки проміжна частота є фіксованою, всі міркування під час проектування ФПЧ співпадають з наведеними у попередніх розділах щодо фільтрувальних кіл із сталою смугою пропускання.

3.3.1. ТРАНЗИСТОРНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Схемотехніка змішувачів не відрізняється від схемотехніки ПРЧ та ППЧ, за винятком того, що у змішувачах необхідно забезпечити керування коефіцієнтом передавання каскаду з частотою гетеродина. Це, як правило, робиться зміною крутості транзистора за допомогою напруги гетеродина, що подається у кола база-емітер або заслін-витік транзистора. На Рис. 3.8 наведено приклади схем транзисторних перетворювачів частоти.

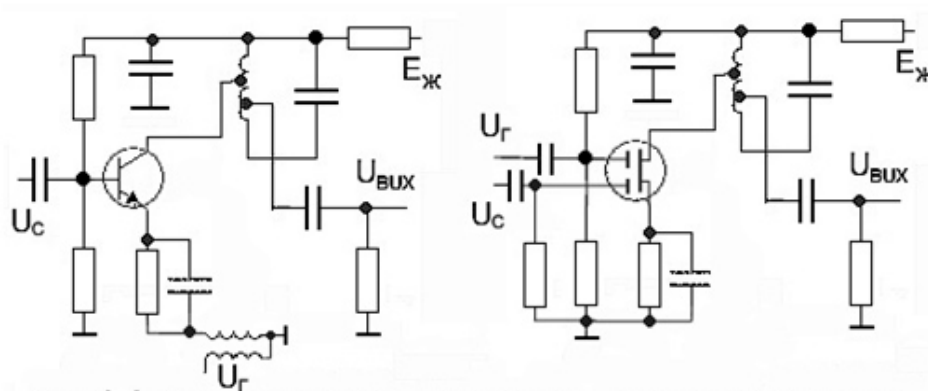


Рис.3.8. Схеми транзисторних перетворювачів частоти

В обох наведених схемах гетеродинна напруга змінює вихідний струм транзистора, в якому, при дії на вході коливання сигнальної частоти, з'являються складові з проміжною частотою. Ці складові виділяються навантажувальним коливальним контуром, налаштованим на ПЧ.

Коефіцієнт передавання змішувача (коефіцієнт перетворення) дорівнює

$$K_{\text{ПЕР}} \frac{U_{\text{ВихПЧ}}}{U_{\text{ВХ}}} = mnR_{\text{ер}}S_{\text{ПЕР}}, \quad (3.9)$$

де $S_{\text{ПЕР}} = \frac{S_{\text{max}} + S_{\text{min}}}{4}$, S_{max} та S_{min} - максимальна і мінімальна крутість підсилювального елемента, що відповідає максимальному і мінімальному значенням напруги гетеродина, $R_{\text{ер}}$ - резонансний опір навантажувального контуру, mn - коефіцієнти ввімкнення в контур вихідного опору транзистора та опору навантаження (вхідного опору ППЧ). Ця формула справедлива тільки в тому випадку, коли напруга гетеродина не викликає насичення або відсікання вихідного струму транзистора.

3.3.2. ДІОДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

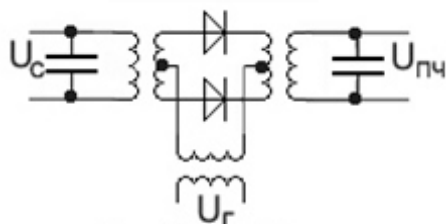


Рис.3.9. Схема балансного діодного перетворювача

Сигнал ПЧ на виході перетворювача має в своєму складі і перенесений на ПЧ шум гетеродина. З метою придушити ці зайві продукти перетворення було застосовано балансні схеми перетворювачів, які простіше реалізувати на діодах. Приклад такої схеми наведено на Рис. 3.9.

Для проектування приймача необхідно розраховувати такі параметри перетворювача, як вхідний і вихідний опори, коефіцієнти передачі за потужністю і напругою. Всі ці параметри залежать від напруги гетеродина і ВАХ діодів. Для точного розрахунку необхідно визначати параметри зміни крутості ВАХ під дією цієї напруги. А саме, середню провідність діода G_0 та провідність діода для першої гармоніки напруги гетеродина G_1 . Виходячи з цих величин розраховується коефіцієнт перетворення

$$K_{\text{ПЕР}} = \frac{G_1}{2G_0}. \quad (3.10)$$

За умови узгодження вхідного і вихідного опорів змішувача маємо максимальний коефіцієнт передачі потужності

$$K_{ПЕРmax} = \left(\frac{K_{ПЕР}}{1 + \sqrt{1 - K_{ПЕР}^2}} \right)^2. \quad (3.11)$$

Точний розрахунок G_0 та G_I є досить складним, тому можна скористатися емпіричними співвідношеннями і взяти $K_{ПЕР} = 0,55 \dots 0,75$. Вхідні і вихідні опори такого змішувача

$$R_{BX} = R_{BUX} = 1/G_0. \quad (3.12)$$

G_0 можна оцінити за ВАХ діода як провідність діода при струмі $0,35 \dots 0,45$ від максимального струму, що розвивається напругою гетеродина.

Коефіцієнт передавання напруги, при коефіцієнтах трансформації у вхідних і вихідних трансформаторах n і m , дорівнює

$$K_{Umax} = nm\sqrt{K_{Pmax}}. \quad (3.13)$$

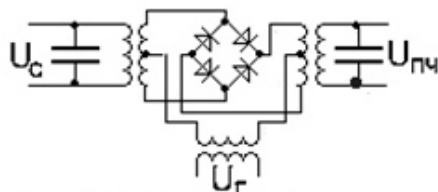


Рис.3.10. Схема кільцевого балансного перетворювача частоти

Для підвищення «розв'язки», тобто зменшення зв'язку між входом і виходом змішувача, використовують кільцеві балансні діодні змішувачі (див. Рис. 3.10). Коефіцієнт передавання потужності такого змішувача в два рази нижче, ніж у балансного діодного змішувача.

При побудові діодних змішувачів на НВЧ слід враховувати, що для реалізації трансформаторів і коливальних контурів використовуються мікросмушкові або хвильоводні коливальні системи.

3.3.3. ГЕТЕРОДИНИ ПРИЙМАЧІВ

Залежно від діапазону частот, що приймаються, призначення приймача, його функціональної схеми і конструктивно-технологічного виконання застосовують гетеродини на транзисторах, ІМС, діодах Ганна, лавинно-пролітних діодах, лампах біжної та зворотної хвиль, клістродах, оптичних квантових генераторах тощо. Носіями коливальних є резонансні системи, якими

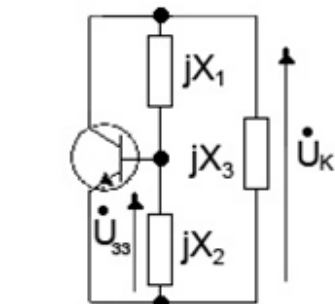


Рис.3.11. Еквівалентна схема триточкового автогенератора

можуть бути контури із зосередженими елементами, кварцові резонатори, резонатори на ПАХ, резонатори на відрізках ліній передач НВЧ тощо. Найбільше застосування мають триточкові схеми автогенератора, узагальнену еквівалентну схему якого для змінного струму наведено на Рис.3.11. Оскільки реактивні елементи високочастотних контурів мають малі втрати, на цьому рисунку вони позначені як чисті реактивності. У генераторі повинні виконуватись одночасно умови балансу фаз та амплітуд.

Виконання балансу амплітуд забезпечується вибором коефіцієнту підсилення транзистора $K(j\omega, U)$, при якому

$$|K(j\omega, U)||K_{33}(j\omega)| = 1, \quad (3.14)$$

де $K_{33} = \dot{U}_{33} / \dot{U}_K$ - коефіцієнт передавання кола зворотного зв'язку, утвореного

реактивними опорами jX_1 , jX_2 та вхідним опором транзистора.

Виконання балансу фаз у схемі з спільним емітером (де вихідна напруга повернута на 180° відносно вхідної) буде забезпечено, якщо подільник напруги, який складається з jX_1 , jX_2 , поверне фазу на 180° :

$$\dot{U}_{33} = K_{33} \dot{U}_k e^{j\pi}, \quad (3.15)$$

Для виконання цієї умови jX_1 , jX_2 повинні бути реактивностями різного характеру, причому $|X_1| > |X_2|$. Якщо частота генерації $\omega_f \approx \omega_0$, можна записати умови резонансу в контурі

$$jX_1 + jX_2 + jX_3 = 0. \quad (3.16)$$

Ця умова буде виконана, якщо X_3 має такий самий характер реактивності, як і X_2 . Якщо X_2 та X_3 – індуктивності, а X_1 – ємність, то схема на Рис.3.11 – є індуктивною триточкою, якщо X_2 та X_3 – ємності, а X_1 – індуктивність, схема є ємнісною триточкою.

Особливу увагу при розробленні гетеродинів приділяють стабільності їх частоти. Абсолютна нестабільність частоти гетеродина повинна бути значно меншою за ширину смуги радіоканалу. Налаштування гетеродина здійснюється зміною резонансної частоти коливальної системи автогенератора, тобто зміною будь-якого параметра її реактивного елементу.

У приймально-передавальних пристроях РЛС гетеродин одночасно є генератором, що задає частоту випромінювання РЛС. У цих випадках потрібна велика точність налаштування. Для цього використовуються системи АПЧ, які зводять до нуля різницю середніх частот переданого і прийнятого сигналів.

Більшість сучасних систем телекомунікації (найпоширеніша – це мобільний зв'язок) використовують для формування гетеродинної напруги синтезатори частоти, де частота колювання керованого гетеродина підстроюється напругою, залежною від різниці частот гетеродина і високостабільного кварцового генератора. Для підвищення точності налаштування керувальна напруга формується шляхом порівняння частот колювань на виходах подільників частоти. Ці колювання мають в N разів меншу нестабільність частоти, де N – коефіцієнт ділення частоти.

3.4. ДЕТЕКТОРИ СИГНАЛІВ

Детектори перетворюють прийняті модульовані сигнали в напругу, яка змінюється за законом переданого повідомлення. В залежності від виду

модуляції розрізняють амплітудні (АД), частотні (ЧД) і фазові (ФД) детектори.

3.4.1. АМПЛІТУДНІ ДЕТЕКТОРИ

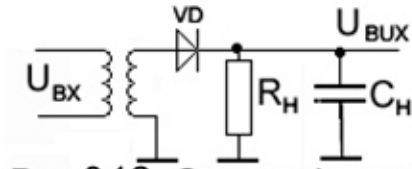


Рис.3.12. Схема діодного АМ детектора

Амплітудне детектування можливе за допомогою нелінійних або параметричних елементів. В якості нелінійних елементів використовують діоди та транзистори. Типова принципова схема АД на діоді представлена на Рис. 3.12.

Для визначення коефіцієнта передачі детектора слід задатись опором навантаження R_H . За умови кусково-лінійної апроксимації ВАХ діода

$$K_D = \cos \left(\sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR_H}} \right), \quad (3.17)$$

де S - крутість ВАХ діода. Для більшості сучасних височастотних діодів $S \approx 10 \text{ мА / В}$.

Для забезпечення роботи детектора без спотворень, викликаних інерційністю кола навантаження, сталу часу кола навантаження визначають за формулою

$$\tau_H = R_H C_H < \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi m f_B}, \quad (3.18)$$

де m - глибина модуляції, f_B - верхня гранична частота модуляції. Далі можна розрахувати ємність навантаження C_H .

Для узгодження детектора з попереднім підсилювальним каскадом і розрахунку параметрів цього каскаду необхідно визначити вхідний опір детектора

$$R_{BX} = \frac{R_H}{2 + 3 \frac{R_H}{R_{3B}}}, \quad (3.19)$$

де R_{3B} - зворотний опір діода. У більшості випадків виконується умова $R_{3B} \gg R_H$, тому вираз для вхідного опору можна спростити $R_{BX} = \frac{R_H}{2}$.

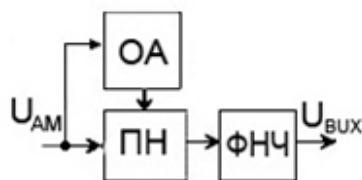


Рис.3.13. Схема параметричного АМ детектора

У аналогових ІМС, призначених для використання у приймачах, застосовують АД параметричного виду. Структурну схему такого детектора подано на Рис. 3.13. Схема містить обмежувач амплітуди АМ коливання (ОА), на виході якого формується періодична послідовність імпульсів, частота і фаза яких співпадають з частотою і фазою носійного коливання АМ сигналу. АМ сигнал і сформована послідовність подаються на входи аналогового помножувача напруг (ПН), з виходу якого добуток напруг, що є послідовністю однополярних імпульсів з обвідною АМ коливання, фільтрується за допомогою ФНЧ.

3.4.2. ФАЗОВІ ДЕТЕКТОРИ

Фазові детектори (ФД) призначені для формування напруги, пропорційної різниці фаз двох коливань. Таким чином, у ФД має бути два входи і один вихід. Одним з способів сформувати таку напругу може бути перемноження входних сигналів, з подальшим придушенням високочастотних складових. Структурна схема такого пристрою, наведена на Рис. 3.13, повторює структуру параметричного АМ детектора за винятком того, що на входи помножувача подаються порівнювані за фазою коливання.

Існує два способи реалізації ФД - це векторвимірний і комутаційний типи ФД.

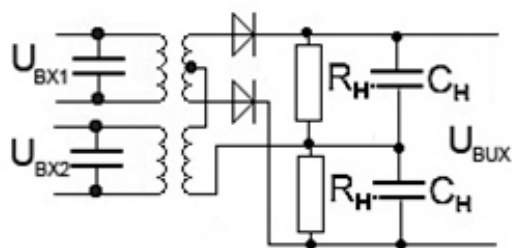


Рис.3.14. Схема ФД векторвимірного типу

Балансний ФД векторвимірного типу безпосередньо, наприклад, за допомогою балансного змішувача, перемножує входні сигнали з наступним придушенням ВЧ складових за допомогою RC фільтра. Один з варіантів його принципової схеми наведений на Рис. 3.14. В даній схемі величина вихідної напруги залежить від амплітуди обох входних коливань. Вхідний опір,

коефіцієнти передачі потужності і напруги такого ФД визначаються змішувачем. Рекомендації щодо його розрахунку наведені вище. Слід зауважити, що необхідним є стабілізація амплітуд входних коливань, щоб вихідна напруга залежала тільки від різниці їх фаз.

У ФД комутаційного типу роль змішувача грає електронний ключ-комутатор, керований опорною напругою, наприклад, U_{BX2} . Такі ФД не містять індуктивних компонентів і застосовуються у ІМС. Виконавши амплітудне обмеження обох коливань, тобто перетворивши їх дві періодичні послідовності прямокутних імпульсів, операцію множення можна виконати за допомогою цифрової схеми «І» з подальшою фільтрацією добутку за допомогою ФНЧ.

3.4.3. ЧАСТОТНІ ДЕТЕКТОРИ

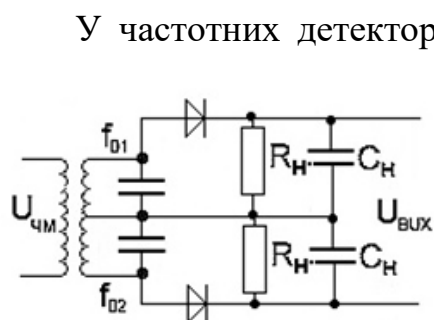


Рис.3.15. Схема ЧД з розстроєними контурами

У частотних детекторах (ЧД) ЧМ-коливання перетворюється на АМ, ФМ або імпульсно-модульоване коливання з подальшим застосуванням амплітудного, фазового або пікового детекторів.

ЧД з перетворенням ЧМ на АМ є одним з найбільш поширених, в силу високих технічних показників, таких як лінійність і крутість детекторної характеристики. Найбільшу лінійність детектування має

балансний ЧД з двома розстроєними контурами. Один з варіантів його принципової схеми наведений на рис. 3.15. Фактично цей ЧД являє собою два противофазно ввімкнених АД, на кожен з яких подається напруга з контурів, резонансні частоти яких дорівнюють f_{01} та f_{02} , а середня частота ЧМ сигналу дорівнює $f_0 = \frac{f_{01} + f_{02}}{2}$, тобто контури симетрично розстроєні відносно середньої частоти сигналу, яка виявляється на схилах їхніх АЧХ. Під час зміни миттєвої частоти ЧМ-сигналу вихідна напруга розстроєного контуру набуває амплітудної модуляції за законом ЧМ (за умови лінійності схилу АЧХ). Зустрічне ввімкнення двох АД лінеаризує детекторну характеристику такого ЧД, наведену на рис. 3.16.

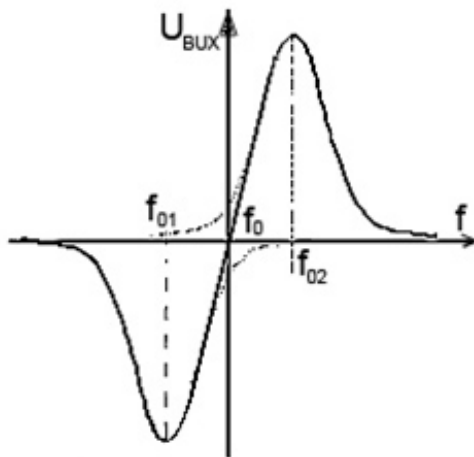


Рис.3.16. Детекторна характеристика двоконтурного ЧД

Частотні детектори з фазовим перетворенням ЧМ будуються на основі фазових детекторів і кіл з лінійною ФЧХ. Для коригування детекторної характеристики на одному з входів ФД за допомогою фазообертальної ланки вноситься фазовий зсув 90° . Детекторна характеристика в цьому випадку виходить така ж, як показано на Рис. 3.16. Внаслідок того, що ФНЧ, ФД і фазообертальну ланку можна побудувати на одному кристалі, такі ЧД набули широкого

поширення в ІМС, при цьому єдиним зовнішнім елементом для ІМС залишається коливальний контур, що виконує роль частотновибіркового кола. У ІМС для зсуву фази використовують RC-ланку.

Обов'язковим елементом тракту з ЧД є обмежувач амплітуди сигналів на вході ЧД, який забезпечує залежність вихідного сигналу ЧД виключно від змін миттєвих значень частоти сигналу.

Останнім часом намітилася тенденція щодо повністю цифрового оброблення сигналів на проміжній частоті і ЧД виконують в цифровому, програмному вигляді.

3.5. АВТОМАТИЧНЕ РЕГУЛЮВАННЯ ПІДСИЛЕННЯ

Потужність сигналу на вході приймача $P_{ПР}$ за умови однопроменевого поширення ЕМХ має вигляд

$$P_{ПР} = K(\lambda_{ПЕР}, t) \frac{P_{ПЕР} G_{ПЕР} G_{ПР} \lambda_{ПЕР}^2}{(4\pi)^2 D^2}, \quad (3.20)$$

де $P_{ПЕР}$ - потужність передавача, $G_{ПЕР}, G_{ПР}$ коефіцієнти спрямованої дії антен передавача і приймача, $\lambda_{ПЕР}$ - довжина ЕМХ, на якій передається повідомлення, D - відстань між передавачем і приймачем, $K(\lambda_{ПЕР}, t)$ - коефіцієнт передавання середовища поширення ЕМХ, залежний від довжини

хвилі і від часу передавання (день-ніч, зима-літо тощо). Як видно з виразу, потужності сигналів, навіть у сусідніх каналах, можуть відрізнятися на порядки.

Тому у приймачі застосовують автоматичне регулювання підсилення, яке забезпечує на виході ППЧ стабільний рівень сигналу, достатній для нормальної роботи детектора. Якщо рівень сигналу виявиться недостатнім, тобто меншим за 1 В - для кремнієвих діодів і меншим за 0,4 В - для германієвих, в детекторах приймачів з'являться



нелінійні спотворення. Якщо рівень сигналу буде занадто великим, то в вихідних каскадах ППЧ можуть з'явитися спотворення, викликані обмеженням сигналу. Для уникнення цих спотворень і використовується система АРП.

Основний тип АРП, застосовуваний в сучасних радіомовних та телекомунікаційних приймачах, це, так звана, зворотна система АРП або «АРП назад». Її структурна схема

представлена на Рис. 3.17. При використанні цієї схеми сигнал з виходу регульованого ППЧ (РП) надходить на амплітудний детектор (АД). У вихідній напрузі АД присутні як швидко змінні складові, викликані носійним коливанням і продуктами модуляції сигналу, так і повільні складові, пропорційні середньому рівню сигналу. Швидкозмінні складові придушуються в ФНЧ, а повільні можуть бути підсилені підсилювачем сталого струму (ПСС) і передані в РП для регулювання підсилення. В детектор може вводиться напруга затримки E_3 , яка не дозволяє з'явитися на його виході керувальної напруги до тих пір, поки вхідний сигнал АТ не перевищить певний поріг. Залежно від режимів роботи підсилювача і

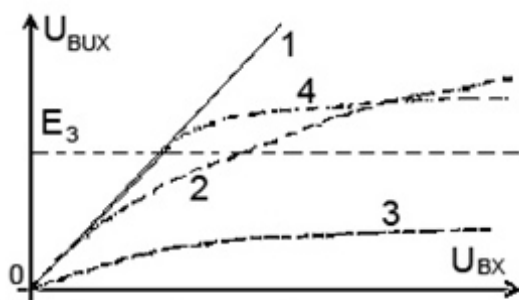


Рис.3.18. Статичні характеристики підсилювача з АРП

детектора АРП, розрізняють такі види АРП:

1. Проста АРП, коли коефіцієнт підсилення гілки АРП дорівнює 1, або підсилювач відсутній, а детектор не має напруги затримки.
2. Підсилена АРП, коли коефіцієнт підсилення гілки АРП є значним. Це призводить до того, що залежність вихідної напруги від вхідної зменшується.
3. Підсилено-затримана АРП, коли коефіцієнт підсилення гілки АРП є значним. Також детектор має затримку за рівнем напруги. Цей захід дозволяє не зменшувати коефіцієнт підсилення РП при малих рівнях сигналу на вході приймача.

Для кожного виду АРП характерна своя власна статична характеристика. Це амплітудна характеристика підсилювача з АРП, кожна точка якої відповідає сталому режиму регулювання. Приклади цих

характеристик наведено на рис. 3.18. Номери графіків на Рис. 3.18 відповідають випадкам: 1 - без АРП; 2 - проста АРП; 3 - підсилена АРП; 4 - підсилено-затримана АРП.

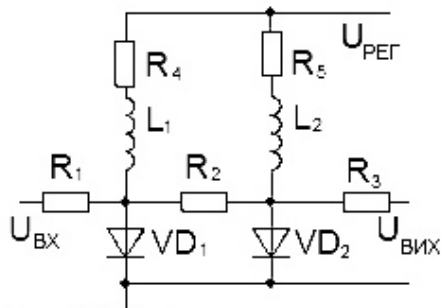


Рис.3.19. Схема атенюатора на діодах

рис. 3.19. Напругою U_{peg} змінюється положення робочих точок діодів і, відповідно, їх опорів. Таким чином змінюються коефіцієнти передавання подільників напруги R_1-R_{VD1} та R_2-R_{VD2} .

Будь-який спосіб можна застосовувати в каскадах підсилення, де рівень корисного сигналу малий порівняно з розмахом ВАХ і можна вважати, що коефіцієнт підсилення є сталим для всіх миттєвих значень сигналу для будь-яких значень регульованої крутості.

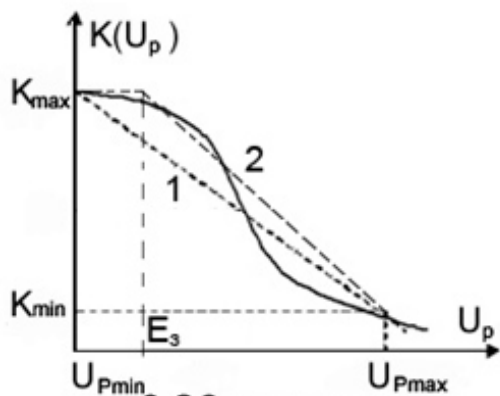


Рис.3.20. Регульовальна характеристика підсилювача

затримкою зменшення підсилення починається за умови $U_p > E_3$. Цей випадок зображений на Рис 3.20 прямою 2. Статичним параметром системи АРП є її динамічний діапазон, тобто $D_{АРП} = \frac{K_{max}}{K_{min}}$. Цей параметр залежить від ефективності системи АРП, яку можна описати як співвідношення між динамічними діапазонами сигналів на вході і виході регульованого підсилювача, тобто

$$D_{BX} = \frac{U_{BXmax}}{U_{BXmin}}, \quad D_{BUX} = \frac{U_{BUXmax}}{U_{BUXmin}}. \quad (3.21)$$

Враховуючи, що, відповідно до Рис. 3.20, у регульованого підсилювача

Регулювання коефіцієнта підсилення РП можливе кількома способами. Найпоширеніші з них це:

- зміна коефіцієнта підсилення каскаду шляхом зміни крутості підсилювального приладу, наприклад, зміною положення робочої точки на ВАХ приладу. Це, так зване, «режимне» регулювання;

- використання електронно-керованих атенюаторів, ввімкнених між каскадами.

Схему найпростішого атенюатора наведено на

$$K_{max} = \frac{U_{BUXmin}}{U_{BXmin}}, \quad K_{min} = \frac{U_{BUXmax}}{U_{BXmax}},$$

Одержимо

$$D_{APП} = \frac{D_{BX}}{D_{BUX}}. \quad (3.22)$$

Наприклад, $D_{APП} = 70$ дБ / 3 дБ. Це означає, що при зміні вхідної напруги на 70 дБ вихідна напруга зміниться на 3 дБ.

Ефективність АРП залежить від коефіцієнта передавання кола АРП

$$K_{APП} = K_D K_{ФНЧ} K_{ПСС} \quad (3.23)$$

і крутості регулювання, яку можна визначити з розгляду Рис. 3.20

$$S_P = \frac{\Delta K}{\Delta U_P} = \frac{K_{max} - K_{min}}{U_{Pmax} - E_3}, \quad (3.24)$$

де K_D , $K_{ФНЧ}$, $K_{ПСС}$ – коефіцієнти передавання детектора, ФНЧ та ПСС у колі АРП (див. Рис. 3.17).

Із наведених вище співвідношень можна одержати

$$S_P K_{APП} = \frac{1 - \frac{D_{BUX}}{D_{BX}}}{U_{BXmin}(D_{BUX} - 1)}, \quad (3.25)$$

де U_{BXmin} – мінімальна напруга на вході підсилювача, при якій забезпечується нормальна напруга на виході, яка визначається чутливістю приймача. Далі слід задатися або S_P , або $K_{APП}$ і, знаючи величину їх добутку, знайти параметр, що залишився. Зазвичай простіше розрахувати крутість регулювальної характеристики підсилювача.

ФНЧ системи АРП будується, як правило, у вигляді Г-подібного РС-кола. У разі використання багатоланкового фільтра можливе самозбудження системи АРП за рахунок великого зсуву фаз у ФНЧ та виконання балансу фаз на одній з частот із смуги ФНЧ. При розрахунку ФНЧ слід звертати увагу на величину сталої часу РС-ланки, бо саме нею визначається час реакції системи АРП на зміну амплітуди сигналу. Для того, щоб наявність ФНЧ не впливала на глибину модуляції, стала часу повинна бути досить велика. Для приймачів зв'язку і мовлення стала часу ФНЧ становить близько 0,1 с.

При побудові підсилювачів імпульсних сигналів з АРП використання інерційної АРП є малоефективним, бо шпаруватість імпульсів і розкид їх амплітуд можуть бути дуже великими. Тому використовується швидкодійна система АРП (ШАРП), в якій сталу часу ФНЧ слід порівнювати з тривалістю імпульсів. Через це неможливо отримати велику глибину регулювання, тому застосовують власну АРП в кожному з каскадів.

3.6. АВТОМАТИЧНЕ ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

Завдання АПЧ полягає в тому, щоб неперервно забезпечувати оптимальне розташування спектра сигналу в смузі пропускання приймача під

час можливих змін середньої частоти передавача і налаштування вибіркового кіл приймача.

Системи АПЧ є системами автоматичного регулювання, класифікація яких ґрунтується на виді сигналу помилки, який є результатом порівняння поточного параметру системи з еталоном. Сигнал помилки перетворюється на корегувальну дію, що переводить керовану систему в заданий стан. За цією ознакою можна розділити системи АПЧ на два класи: частотна система (ЧАПЧ) та фазова система (ФАПЧ). У ЧАПЧ етальонним параметром є частота налаштування частотного дискримінатора (детектора). У ФАПЧ етальонним параметром є частота коливання етальонного генератора, яка порівнюється з миттєвою частотою сигналу за допомогою фазового детектора. Обидві системи мають на виході виконавчу ланку (ВЛ), яка, власне, змінює параметри керованої системи у бажаному напрямку.

3.6.1. ЧАСТОТНЕ АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

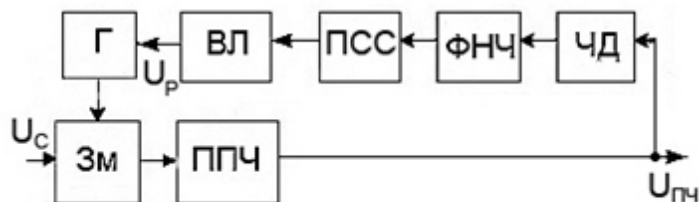


Рис.3.21. Структурна схема системи ЧАПЧ

Структурна схема системи ЧАПЧ представлена на Рис. 3.21. Автопідстроювання частоти гетеродина відбувається наступним чином. Сигнал з виходу ППЧ надходить на частотний дискримінатор (ЧД), який виробляє напругу, пропорційну

різниці миттєвої частоти перенесеного на ПЧ вхідного сигналу та частоти налаштування ЧД. У цій напрузі присутні високочастотні складові, викликані наявністю модуляції. Ці складові придушуються за допомогою ФНЧ. Вихідна напруга ФНЧ підсилюється ПСС до рівня, необхідного для роботи ВЛ, яка змінює частоту гетеродина до тих пір, поки не зрівняються середня проміжна частота сигналу і частота налаштування ЧД. В якості ВЛ може бути використаний будь-який електронний або електромеханічний прилад, який керує реактивністю резонансної системи гетеродина (Г). Найчастіше в якості керованого елемента використовують варикапи.

Засобом опису системи Г-ВЛ є залежність частоти гетеродина f_H від величини регулювальної напруги U_P , можливий вигляд якої представлений на Рис. 3.22. Параметром цієї залежності є крутість регулятора частоти

$$S_{PЧ} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\Delta U_P}. \quad (3.26)$$

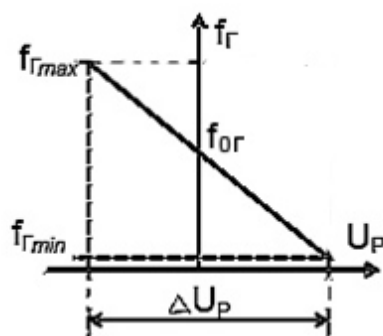


Рис.3.22. Характеристика регулятора частоти

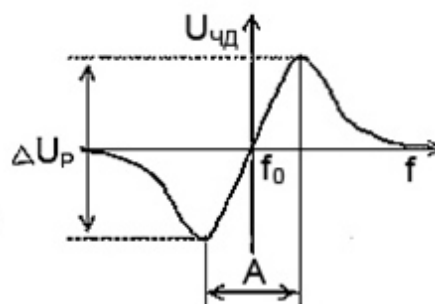


Рис.3.23. Детекторна характеристика ЧД

ЧД повинен мати в своїй детекторній характеристиці точку переходу через нуль і вісь симетрії, тобто детекторна характеристика повинна мати вигляд, поданий на Рис. 3.23. ЧД має наступні параметри:

f_0 - центральна частота або частота налаштування ЧД, яка обирається за умови $f_0 = f_{ПЧ}$;

A – апертура або протяжність лінійної ділянки детекторної характеристики ЧД.;

$S_{ЧД} = \Delta U / A$ - середня крутість детекторної характеристики ЧД.

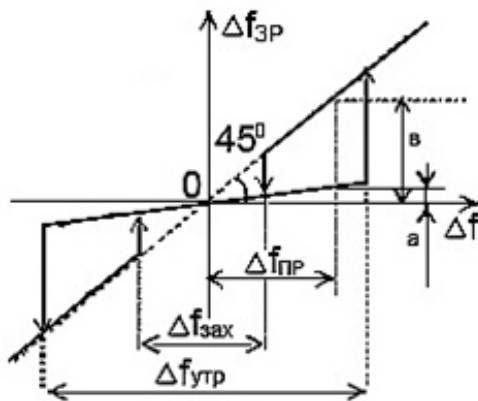


Рис.3.24. Статична характеристика ЧАПЧ

Одним з основних способів опису системи ЧАПЧ є статична характеристика, тобто залежність залишкового розстроєння $\Delta f_{ЗР}$ між частотами f_0 та $f_{ПЧ}$ від початкового розстроєння $\Delta f_{ПР}$. Її можливий вигляд представлений на Рис. 3.24. На графіку під кутом 45° нанесена пряма, що відповідає відсутності ЧАПЧ. Стрілками показано хід змін розстроєння під час дії ЧАПЧ.

Основними параметрами системи ЧАПЧ є:

- смуга захоплення $\Delta f_{ЗАХ}$ - це діапазон початкових розстроєнь, в межах якого система АПЧ переходить в режим стеження за змінами частоти, якщо цей режим не був встановлений заздалегідь;
- смуга утримання $\Delta f_{УТР}$ - це діапазон розстроєнь, в межах якого можливе збереження режиму стеження, якщо цей режим був встановлений заздалегідь;
- коефіцієнт автопідстроювання частоти, який визначає, у скільки разів система АПЧ зменшує початкове розстроєння

$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_{ПР}}{\Delta f_{ЗР}} = \frac{a}{b}. \quad (3.27)$$

Так само, цю величину можна визначити через параметри системи:

$$K_{АПЧ} = 1 + S_{ЧД} S_{РЧ}. \quad (3.28)$$

Величини смуги утримання і смуги захоплення визначаються величиною апертури ЧД і крутістю регулятора частоти, які, в свою чергу, залежать від схемотехніки цих вузлів. Апертура ЧД повинна приблизно дорівнювати ширині спектра сигналу, що має бути прийнятий. У цьому випадку зменшується ймовірність захоплення сигналу, розташованого у сусідній смузі і більшого за потужністю порівняно з бажаним. Ширина смуги захоплення звичайно дещо менше апертури ЧД, а смуга утримання в кілька разів більше. Як видно з Рис. 3.24, дія ЧАПЧ зменшує розстроєння, але не до нуля, а до різниці, яка називається статичною похибкою системи ЧАПЧ.

3.6.2. ФАЗОВЕ АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ

Структурна схема системи ФАПЧ проміжної частоти наведена на Рис. 3.25. Від системи ЧАПЧ вона відрізняється способом формування керувальної напруги, що змінює частоту коливання керованого гетеродина. Значення керувальної напруги залежить від зсуву фаз між коливаннями опорного генератора (ОГ) і коливаннями ПЧ на виході ППЧ. Перетворення різниці фаз на напругу виконується фазовим детектором (ФД).

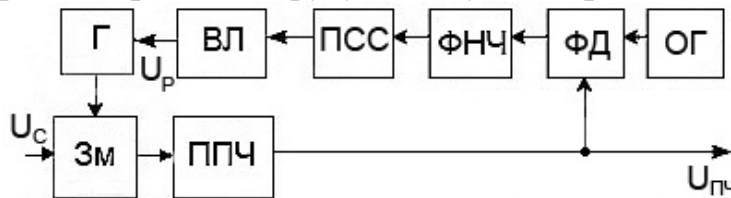


Рис. 3.25. Структурна схема системи ФАПЧ

Роботу системи ФАПЧ, так само як і ЧАПЧ, описує її статична характеристика, вигляд якої представлений на Рис. 3.26. $K_{АПЧ}$ системи ФАПЧ в усталеному режимі дорівнює нескінченності,

тобто проміжна частота сигналу буде дорівнювати частоті опорного генератора з точністю до фази. Смуги захоплення і утримання визначаються смугою пропускання ФНЧ, яка повинна бути не більшою за половину ширини спектра сигналу, щоб уникнути хибних спрацювань у разі дії потужного сигналу у сусідній смузі.

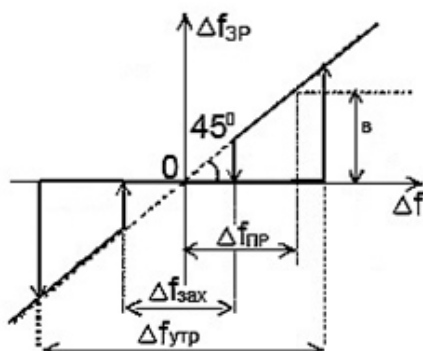


Рис. 3.26. Статична характеристика ФАПЧ

Слід зазначити, що сигнал ПЧ на входи ЧД або ФД необхідно подавати після стабілізації або обмеження його амплітуди, щоб запобігти залежності керувальної напруги від рівня сигналу.

Розглянуті характеристики систем ЧАПЧ і ФАПЧ є статичними, тобто передбачається, що сигнал на вході приймача діє теоретично нескінченно довго. В реальних випадках слід враховувати швидкодію, тобто час налаштування систем на потрібну частоту із припустимою похибкою. Швидкодія систем залежить від сталої часу ФНЧ і ВЛ і є компромісом між швидкістю і точністю налаштування.

Структурні схеми, подані на Рис. 3.21 та Рис. 3.25, описують системи стабілізації частоти гетеродина, але не показують можливості його налаштування на бажану частоту. У приймачах минулих років випуску налаштування відбувалось вручну, тобто оператор або безпосередньо змінював реактивність контуру гетеродина, або змінював значення керувальної напруги на варикапах контурів. За наявності у приймачі системи АПЧ, ручне налаштування відбувалось до моменту захоплення сигналу системою АПЧ, про що свідчив сигнал на відповідному індикаторному пристрої. У сучасних приймачах керування частотою відбувається виключно електричним шляхом, а налаштування на сигнал відбувається двома способами:

- покроковим перебором всіх частот робочого діапазону (сканування діапазону). Ширина кроку налаштування дорівнює ширині спектра сигналу в цьому діапазоні (10 кГц - для АМ радіомовних діапазонів, 150 кГц – для ЧМ радіомовних діапазонів, 8 МГц – для діапазонів телебачення або з кроком, обраним оператором – у панорамних приймачах). З цією метою напруга керування частотою змінюється ступінчасто і час перебування на одній «сходинці» залежить від швидкодії системи керування. Оператор зупиняє перебір у разі налаштування на потрібний сигнал;
- вибором сигналу із заздалегідь відомою частотою, значення якої занесене у «пам'ять» приймача.

Обидва способи налаштування передбачають наявність у приймачі програмованого контролера з можливістю програмування і запам'ятовування режимів роботи, частот сигналів та цифро-аналогового перетворення кодів частот налаштування на керувальну напругу.

Підвищення вимог до точності налаштування приймачів призвело до створення систем синтезу коливання із заданою частотою, складовою яких є система ФАПЧ, а суттєвою відмінністю є те, що на ФД порівнюються коливання, частота яких утворена діленням частот вхідного і опорного коливань, що різко підвищує точність встановлення частоти сформованого коливання і припускає покрокове налаштування з відносно малим кроком.

4. ЕСКІЗНЕ ПРОЕКТУВАННЯ

Під час ескізного проектування для вибору і обґрунтування структурної схеми приймача вирішуються такі питання:

- вибір способу оброблення сигналу і типу структурної схеми;
- розрахунок наскрізної смуги пропускання приймача;
- визначення числа піддіапазонів і вибіркової системи тракту проміжної частоти;
- вибір структури перших каскадів преселектора і числа перетворень частоти;
- розподіл підсилення між трактами приймача;
- оцінка динамічного діапазону приймача;
- вибір електронних приладів підсилення і перетворення сигналу;
- вибір регулювань приймача.

4.1. ВИБІР ТИПУ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ

Радіомовні приймачі зазвичай виконуються за схемою з одноразовим перетворенням частоти (див. Рис. 4.1, а, б). Варіанти а і б на Рис. 4.1 відрізняються наявністю і відсутністю ПРЧ. Потрібно його ставити, чи ні, визначається його призначенням: введення ПРЧ дозволяє поліпшити реальну чутливість, але може зменшити динамічний діапазон приймача через перевантаження змішувача підсиленням сигналом.

Для змінного налаштування приймача на різні частоти сигналів в супергетеродині достатньо змінювати тільки частоту гетеродина, у разі широкосмугового ВК, або узгоджено змінювати і частоту гетеродина, і частоту налаштування вузькосмугового ВК, якщо поставлені жорсткі умови щодо вибіркової відносно паразитних каналів.

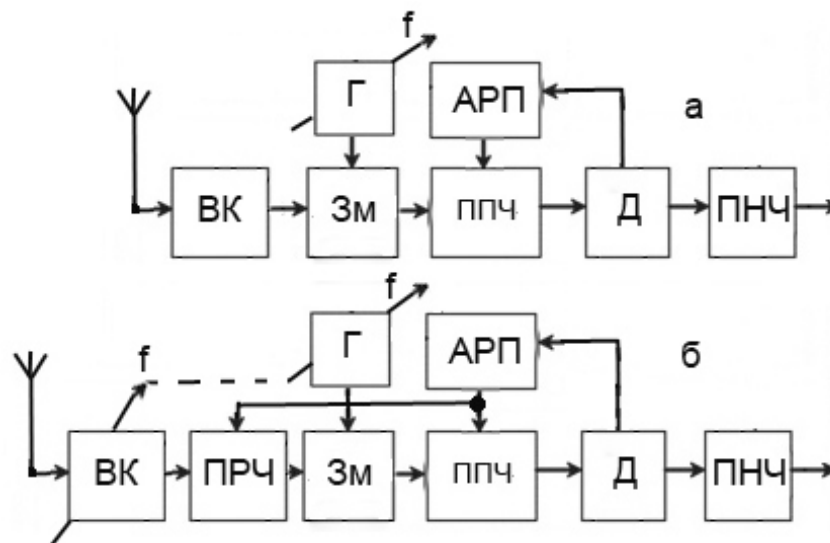


Рис. 4.1. Типові структурні схеми радіомовних приймачів:

ВК - вхідне коло, ПРЧ - підсилювач радіочастоти, Зм - змішувач, Г - гетеродин, ППЧ - підсилювач проміжної частоти, Д - детектор, ПНЧ -

підсилювач низьких частот, АРП – коло автоматичного регулювання підсилення

На Рис. 4.2 представлена типова структурна схема УКХ-ЧМ-приймача.

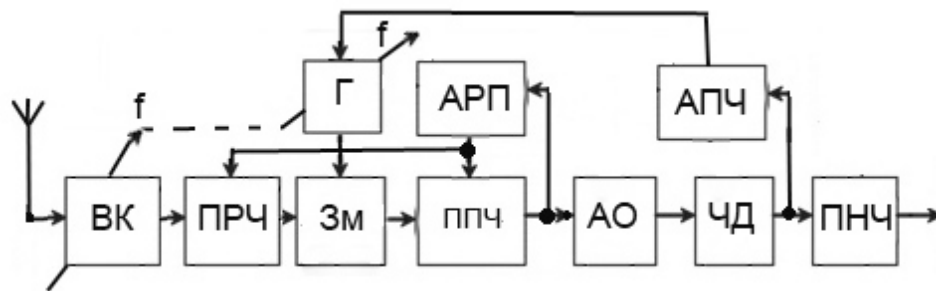


Рис. 4.2. Структурна схема УКХ-ЧМ-приймача:

ВК - вхідне коло, ПРЧ - підсилювач радіочастоти, Зм - змішувач, ППЧ - підсилювач проміжної частоти, АО - амплітудний обмежувач, ЧД - частотний детектор, ПНЧ - підсилювач низьких частот, АРП – коло автоматичного регулювання підсилення, АПЧ – коло автоматичного підстроювання частоти.

Для приймання стереосигналів схема доповнюється стереодекодером, який має виходи на два канали підсилення звукових частот.

Професійні приймачі КХ-діапазону зазвичай виконуються за супергетеродинною схемою з дворазовим перетворенням частоти (див. Рис. 4.3).

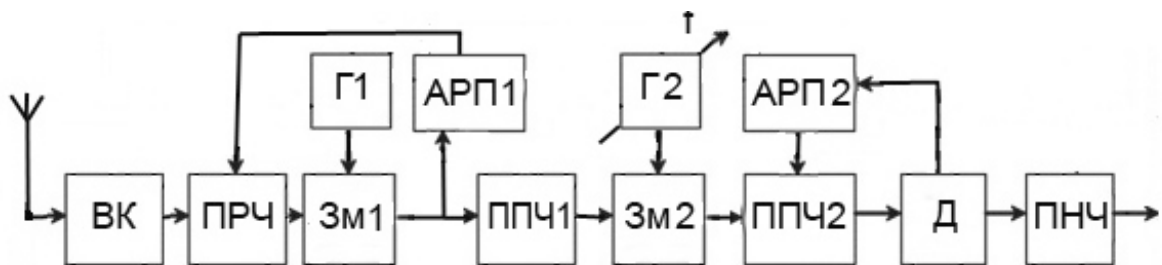


Рис. 4.3. Структурна схема КХ-приймача з подвійним перетворенням частоти

Перша проміжна частота обирається вище частоти сигналу, що дозволяє забезпечити високу вибірковість щодо дзеркального каналу (така схема має назву схеми інфрадинного приймання). Основна селекція побічних каналів виконується вже в тракті ПЧ1 приймача, для чого використовуються або кварцові, або монолітні фільтри. При виборі ПЧ2 керуються міркуваннями забезпечення вибірковості щодо сусіднього і другого дзеркального каналів приймання. Налаштування на частоту сигналу (у разі діапазонного приймача) може бути виконано зміною частоти другого гетеродина.

Проектування професійного приймача починають зі схеми з одним перетворенням частоти і переходять до схеми з дворазовим перетворенням в разі, якщо неможливо виконати задані вимоги щодо вибірковості.

Для приймача цифрових даних на додаток до вибору структури лінійного тракту і способу оброблення сигналу необхідно виділити структурну схему детектора для заданих в ТЗ параметрів сигналу. Зважаючи на велику різноманітність видів модуляції інформаційних сигналів і відповідних їм типів структурних схем детекторів, уже на початковому етапі проектування рекомендується звернутися до додаткової літератури за відповідним напрямком.

4.2. РОЗРАХУНОК НАСКРІЗНОЇ СМУГИ ПРОПУСКАННЯ ПРИЙМАЧА

Смуга пропускання лінійного тракту приймача Π визначається шириною спектра сигналів Δf_c , доплерівським зсувом частоти Δf_d і нестабільністю частот налаштування вузлів приймально-передавального тракту Δf_H :

$$\Pi = \Delta f_c + g\Delta f_d + \Delta f_H, \quad (4.1)$$

$$\Delta f_d \approx \Delta f_{dmax} = (f_{max} + \Delta f_c) \cdot \left(\frac{Vr}{c}\right), \quad (4.2)$$

де f_{max} - максимальна носійна частота сигналу; Vr - модуль максимальної радіальної швидкості зближення або віддалення передавача і приймача; c - швидкість ЕМХ; параметр $g = 2$ для радіолокаційних приймачів, $g = 1$ для інших рухомих приймачів або передавачів ($Vr \neq 0$), або $g = 0$ при $Vr = 0$.

Смуга сигналу Δf_c визначається видом сигналу і характером його модуляції. Приклади оцінки Δf_c для деяких видів випромінювання наведені в Табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Вид модуляції	Розрахункова формула
Двосмугова АМ	$\Delta f_c = 2F_B$
Односмугова АМ	$\Delta f_c = F_B$
Частотна модуляція	$\Delta f_c \approx 2F_B(1 + m_q + \sqrt{m_q})$
ЧМ стереомовлення	$\Delta f_c \approx (2F_B + F_{ПН})(1 + m_q + \sqrt{m_q})$
Телеграфний сигнал з АМн	$\Delta f_c \approx (1 \dots 3) B$
Телеграфний сигнал з ЧМн	$\Delta f_c \approx 2\Delta f_d + a B$
Телеграфний сигнал з ФМн	$\Delta f_c \approx 1,5 B$
Імпульсний сигнал	$\Delta f_c \approx (1 \dots 2) / \tau$ $\Delta f_c \approx 1 / \tau_{вст}$

При АМ ширина спектра сигналу Δf_c визначається тільки значенням верхньої частоти модуляції F_B . При ЧМ слід також враховувати індекс модуляції m_q . При ЧМ стереомовленні комплексний сигнал з пілот-тоном має значення частоти підносійної $F_{ПН} = 38$ кГц, для сигналу з полярною модуляцією $F_{ПН} = 31,25$ кГц.

Для цифрових даних враховуються параметри: $a = (3 \dots 5)$ - число гармонік сигналу, достатнє для збереження його форми; B - швидкість

передачі інформації в бодах (біт/с); Δf_d – відхилення частоти від середньої під час маніпуляції.

Приблизна оцінка смуги частот лінійного тракту, яку займає імпульсний сигнал РЛС, проводиться або з урахуванням його тривалості τ (в прийमाх виявлення цілі), або за часом встановлення вихідного імпульсу приймача $\tau_{вст}$ (у приймах вимірювання відстані до цілі).

Сучасна професійна приймально-передавальна апаратура має високу частотну стабільність, що пов'язано із застосуванням синтезаторів частот. Тому для професійних приймачів нестабільність Δf_H можна не враховувати.

Для радіомовних приймачів, які не мають синтезатора частоти, нестабільності налаштування окремих вузлів підсумовуються середньоквадратично:

$$\Delta f_H \approx 2\sqrt{\Delta f_C^2 + \Delta f_G^2 + \Delta f_{ППЧ}^2}, \quad (4.3)$$

що пов'язано з випадковим характером абсолютної нестабільності частоти сигналу Δf_C і гетеродина Δf_G , абсолютної похибки $\Delta f_{ППЧ} = (0,0003 \dots 0,003) f_{ПЧ}$ налаштування ППЧ на проміжну частоту $f_{ПЧ}$.

Зазвичай це призводить до розширення необхідної смуги лінійного тракту приймача на 10...20%. Тому в ескізному розрахунку для приймачів в області ДХ і СХ радіомовних діапазонів припустимо приймати, що $P = (1,1 \dots 1,2) \Delta f_C$.

У діапазонах НВЧ і УКХ для прийняття рішення щодо необхідності застосування АПЧ бажано точніше оцінити величину Δf_H . При цьому слід врахувати, що транзисторний гетеродин без кварцової стабілізації має відносну нестабільність частоти порядку $10^{-3} \dots 10^{-4}$ - в діапазоні частот нижче 30 МГц, і $10^{-2} \dots 10^{-3}$ - в діапазоні частот вище 30 МГц. Застосування кварцової стабілізації дозволяє зменшити величину відносної нестабільності до $10^{-5} \dots 10^{-6}$.

Розширення смуги пропускання понад 10 ... 20% вимагає, як правило, застосування системи АПЧ, тоді, для звичайної АПЧ, нестабільність зменшуються в $K_{АПЧ} = (15 \dots 25)$ разів:

$$P = \Delta f_C + (g\Delta f_\partial + \Delta f_H)/K_{АПЧ}. \quad (4.4)$$

При використанні фазової системи АПЧ коефіцієнт підстроювання частоти $K_{АПЧ} \rightarrow \infty$, тоді $P \approx \Delta f_C$.

3.3. ВИЗНАЧЕННЯ ЧИСЛА ПІДДІАПАЗОНІВ

Налаштування супергетеродинного приймача на сигнал тієї чи іншої станції відбувається завдяки зміні частоти гетеродина. Якщо у приймачі не використовується синтезатор частоти, то гетеродин являє собою автогенератор на основі підсилювача з коливальним контуром у колі зворотного зв'язку. Для того, щоб послабити вплив завад від дзеркального та інших побічних каналів, приймач може мати переналаштовувальну резонансну систему ВК. Таким чином, зміна частоти налаштування і ВК, і гетеродина відбувається за допомогою зміни параметрів елементів

коливальних контурів. Найчастіше керованим елементом є конденсатор змінної ємності.

Для всіх цих кіл межі налаштування (максимальна і мінімальна частоти налаштування) залежать від параметрів контурів: L_K - індуктивності контуру, C_{Kmax} і C_{Kmin} - максимальної і мінімальної ємності конденсатора. У колі завжди наявна додаткова ємність C_D , що складається з ємності монтажу, паразитної ємності котушки L_K , ємності під'єднаних до контуру кіл.

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K(C_{Kmax}+C_D)}}, \quad (4.5)$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K(C_{Kmin}+C_D)}}. \quad (4.6)$$

Щоб з'ясувати, чи необхідно розбивати робочий діапазон приймача на піддіапазони, потрібно розрахувати коефіцієнт перекриття діапазону:

$$K_{\Pi} = \frac{f_{max}}{f_{min}}, \quad (4.7)$$

де f_{max} і f_{min} - максимальна і мінімальна частоти необхідного за ТЗ діапазону частот приймача.

Під час вибору конденсатора змінної ємності слід користуватися величинами мінімальної і максимальної ємності:

$$C_{Kmin} = \frac{1}{L_K(2\pi f_{max})^2} - C_D, \quad (4.8)$$

$$C_{Kmax} = \frac{1}{L_K(2\pi f_{min})^2} - C_D \quad (4.9)$$

та коефіцієнтом перекриття ємності

$$K_C = \frac{C_{Kmax}}{C_{Kmin}}. \quad (4.10)$$

У сучасних приймачах в колах налаштування і автопідстроювання частоти застосовують варикапи. На Рис. 4.4. показано одну з можливих схем керування ємністю варикапа. Джерело $E_{кер}$ формує величину зворотної напруги, що подається на варикап. Залежність ємності від

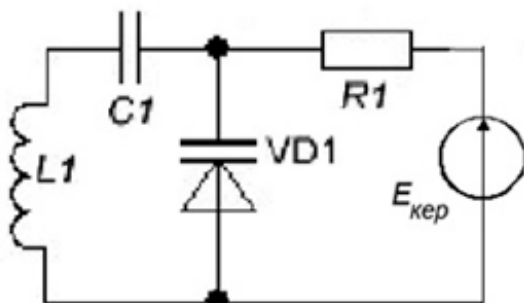


Рис.4.4. Схема керування варикапом частоти контуру

величини зворотної напруги наближено описується виразом

$$C_B = C_M \sqrt{\frac{\varphi_0}{\varphi_0 + U_{зв}}}, \quad (4.11)$$

де $\varphi_0 = 0,8 \dots 0,9 \text{ В}$ для кремнієвих варикапів, C_M - максимальна ємність варикапа за умови $U_{зв} = 0$. Керувальна напруга формується в аналоговий або цифровий спосіб. За наявності мікроконтролера можна запрограмувати будь-який необхідний закон зміни ємності контуру і, відповідно, його резонансної частоти. Постійний резистор $R1$ зменшує шунтувальну дію опору джерела $E_{кер}$ на контур, що дозволяє зберегти частотновибіркові властивості контуру. Конденсатор C_1 запобігає закорочуванню сталої керувальної напруги через індуктивність L_1 . Ємність цього конденсатора обирається за умови $C_1 \gg C_{Bmax}$. Підбір варикапів відбувається за такими параметрами (див., наприклад, <http://www.texnic.ru/data/vd/vd0072.htm>):

- максимальна зворотна постійна напруга $U_{зв. Max}$. Вимірюється в Вольтах (В). Це максимальна припустима напруга, яку можна подавати на варикап без його пробою. Нагадаємо, що ємність варикапа зменшується при збільшенні зворотної напруги на ньому;
- номінальна ємність варикапа C_0 . Це ємність варикапа при фіксованому значенні зворотної напруги U_0 . Оскільки варикапи випускаються на різні значення ємності (від одиниць до сотень пікофарад), то C_0 вимірюють, подаючи певну величину зворотної напруги, що вказується в довідкових даних;
- добротність варикапа на заданій робочій частоті;
- коефіцієнт перекриття ємності (K_C). Цей параметр показує відношення максимальної ємності варикапа до мінімальної

$$K_C = \frac{C_{Bmax}}{C_{Bmin}}. \quad (4.12)$$

Реально довідниковий коефіцієнт перекриття не може бути використаний, бо найбільша керувальна напруга не може перевищувати напругу джерела живлення приймача. Приймачі на транзисторах та ІМС мають напругу живлення $E_{Ж} = (3...12)$ В. Тому, під час визначення C_{Bmin} , слід у формулу (4.11) підставляти $U_{зв} = E_{Ж}$. Для збільшення K_C при заданій $E_{Ж}$ слід використовувати ІМС CD-CD перетворювачів, які дозволяють перетворювати низьку напругу $E_{Ж}$ на необхідну $E_{кер}$.

До решти параметрів слід віднести температурну стабільність ємності та граничну частоту застосування.

Використовуючи вирази (4.5)...(4.12), можна одержати зв'язок між коефіцієнтом перекриття ємності варикапа і коефіцієнтом перекриття контуру за частотою. Цей зв'язок подається виразом

$$K_{\Pi} = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{\frac{C_D}{C_{Bmin}} + K_C}{\frac{C_D}{C_{Bmin}} + 1}}. \quad (4.13)$$

Розбиття на піддіапазони виконується у наступному порядку:

- 1) підбирається тип варикапа, який має найбільшу номінальну ємність і найбільшу добротність у робочому діапазоні частот проектного приймача. За формулою

$$C_M = C_0 \sqrt{\frac{\varphi_0 + U_0}{\varphi_0}} \quad (4.14)$$

визначити найбільшу ємність варикапа, де C_0 та U_0 - довідкові параметри обраного варикапа;

- 2) за формулою (4.11) визначити найменшу ємність варикапа, задавшись максимальним значенням $E_{кер}$. За формулою (4.12) визначити робочий K_C варикапа;
- 3) за формулою (4.13) розрахувати K_{Π} контуру з варикапом, прийнявши $C_D < 20$ пФ для $f_{min} < 1$ МГц і $C_D < 10$ пФ для $f_{min} > 1$ МГц.

Якщо одержаний K_{Π} перевищує робочий діапазон приймача $K_{\Pi P} = \frac{f_{max}}{f_{min}}$, то у розбитті діапазону нема потреби. У протилежному випадку слід розбити робочий діапазон частот приймача на піддіапазони. Кожен піддіапазон може бути сформований, зміною індуктивності контурів. Розбиття можна виконати кількома способами.

1. Робочий діапазон розділяється на смуги однакової ширини. Такий спосіб дозволяє створити однакову лінійну шкалу налаштування приймача за частотою у різних піддіапазонах. Ширина смуги частот i -го піддіапазону дорівнює

$$f_{imax} - f_{imin} = f_{min} K_{\Pi},$$

межі піддіапазонів розташовані впритул одна до одної, тобто $f_{imax} = f_{(i+1)min}$. Кількість піддіапазонів у цьому випадку визначається за виразом

$$[N_D] > \frac{K_{\Pi P} - 1}{K_{\Pi 1} - 1}, \quad (4.15)$$

де $[*]$ - найближче ціле число, $K_{\Pi 1}$ - коефіцієнт перекриття першого піддіапазону, який починається з частоти f_{min} (розраховується за формулою (4.13)). Для забезпечення рівних смуг необхідно зменшувати коефіцієнт перекриття під час переходу на піддіапазон з вищою частотою, тобто змінювати величину и закон зміни керувальної напруги варикапів.

2. Кожний піддіапазон має однаковий коефіцієнт перекриття K_{Π} . Ширина смуги частот i -го піддіапазону дорівнює

$$f_{imax} - f_{imin} = f_{imin} K_{\Pi},$$

тобто, є змінною. Межі піддіапазонів розташовані впритул одна до одної, тобто, $f_{imax} = f_{(i+1)min}$. Кількість піддіапазонів у цьому випадку визначається за виразом

$$[N_D] > \frac{\lg K_{\Pi P}}{\lg K_{\Pi}}. \quad (4.16)$$

Кількість піддіапазонів, порівняно з першим способом, зменшується, закон керування залишається незмінним, але «густина» станцій на одиницю довжини шкали буде змінюватись під час переходу з піддіапазону на піддіапазон.

3. Розташування смуг піддіапазонів навколо заздалегідь заданих середніх значень частот (або довжин хвиль). Так зроблено у радіомовних приймачах діапазону КХ (піддіапазони 49 м, 31 м, 25 м, 19 м, 16 м тощо).

У завданні на проектування записано неперервні робочі діапазони частот, тому, під час розбиття на піддіапазони, слід розглядати перші два способи. В залежності від обраного способу розбиття слід розрахувати граничні частоти піддіапазонів. Щоб межі крайніх піддіапазонів співпали із заданими межами робочого діапазону частот слід скорегувати значення K_{Π} у бік його зменшення.

У разі розбиття із сталими смугами, корегування виконується за формулою

$$K_{\Pi K} = \frac{K_{\Pi P} - 1 + N_D}{N_D}, \quad (4.17)$$

де $K_{\text{ПР}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}}$, N_D – кількість піддіапазонів, визначена за виразом (4.15). Далі розрахувати граничні частоти піддіапазонів за формулами

$$\begin{aligned} f_{1\text{min}} &= f_{\text{min}}; \quad f_{1\text{max}} = f_{1\text{min}} K_{\text{ПК}}; \\ f_{2\text{min}} &= f_{1\text{max}}; \quad f_{2\text{max}} = f_{2\text{min}} + f_{1\text{min}} K_{\text{ПК}}; \\ f_{3\text{min}} &= f_{2\text{max}}; \quad f_{3\text{max}} = f_{3\text{min}} + f_{1\text{min}} K_{\text{ПК}} \dots \end{aligned} \quad (4.18)$$

Наприклад, за завданням $K_{\text{ПР}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} = \frac{15 \text{ МГц}}{5 \text{ МГц}} = 3$, а для обраного варіанта $K_{\text{П}} = 1,9$. За формулою (4.15) $[N_D] > \frac{3-1}{1,9-1} > \left\lfloor \frac{2}{0,9} \right\rfloor = 3$. Скорегуємо $K_{\text{П}}$ для визначеної кількості піддіапазонів за формулою (4.17) $K_{\text{ПК}} = \frac{3-1+3}{3} = 1,666$. Визначимо граничні частоти піддіапазонів за формулами (4.18)

Піддіапазони	1	2	3
f_{min}	5 МГц	8,333 МГц	11,666 МГц
f_{max}	8,333 МГц	11,666 МГц	14,999 МГц

У разі розбиття із сталим коефіцієнтом перекриття, корегування виконується за формулою

$$K_{\text{ПК}} = \sqrt[N_D]{K_{\text{ПР}}}, \quad (4.19)$$

де $K_{\text{ПР}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}}$, N_D – кількість піддіапазонів, визначена за виразом (4.16). Далі розрахувати граничні частоти піддіапазонів за формулами

$$\begin{aligned} f_{1\text{min}} &= f_{\text{min}}; \quad f_{1\text{max}} = f_{1\text{min}} K_{\text{ПК}}; \\ f_{2\text{min}} &= f_{1\text{max}}; \quad f_{2\text{max}} = f_{2\text{min}} + f_{1\text{min}} K_{\text{ПК}}; \\ f_{3\text{min}} &= f_{2\text{max}}; \quad f_{3\text{max}} = f_{3\text{min}} + f_{1\text{min}} K_{\text{ПК}} \dots \end{aligned} \quad (4.20)$$

Наприклад, за завданням $K_{\text{ПР}} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{min}}} = \frac{15 \text{ МГц}}{5 \text{ МГц}} = 3$, а для обраного варіанта $K_{\text{П}} = 1,9$. За формулою (4.16) $[N_D] > \frac{\lg 3}{\lg 1,9} > \left\lfloor \frac{0,477}{0,279} \right\rfloor = 2$. Скорегуємо $K_{\text{П}}$ для визначеної кількості піддіапазонів за формулою (4.19) $K_{\text{ПК}} = \sqrt[2]{3} = 1,732$. Визначимо граничні частоти піддіапазонів за формулами (4.20)

Піддіапазони	1	2
f_{min}	5 МГц	8,66 МГц
f_{max}	8,66 МГц	14,9996 МГц

4.4. ВИЗНАЧЕННЯ СТРУКТУРИ ЕЛЕМЕНТІВ ТРАКТУ, ЩО ЗАБЕЗПЕЧУЮТЬ ЧАСТОТНУ СЕЛЕКТИВНІСТЬ

Вибіркова система тракту ПЧ визначає його смугу пропускання та вибірковість щодо сусіднього каналу.

Вхідне коло, або преселектор, забезпечує задану вибірковість щодо побічних каналів приймання, в першу чергу - щодо дзеркального каналу та каналу прямого проходження.

Структура і параметри кіл частотної селекції залежать від вимог технічного завдання і властивостей елементів приймального тракту, наявних на ринку.

Визначення структури тракту приймача, що визначає його частотноселективні властивості, слід починати з вибору значення проміжної частоти. Під час вибору ПЧ необхідно мати на увазі наступне:

- 1) ПЧ повинна знаходитись поза діапазоном (піддіапазоном) робочих частот приймача, на якомога більшій відстані від його меж;
- 2) ПЧ повинна суттєво відрізнятися від частот, на яких працюють місцеві потужні радіостанції;
- 3) у разі більш високої ПЧ:
 - покращується фільтрація ПЧ на виході детектора ($f_{ПЧ} \geq 5 \dots 10 f_B$, де f_B – верхня частота спектра сигналу);
 - краще відтворюється форма імпульсних сигналів і зберігається їхня тривалість ($f_{ПЧ} \geq \frac{10 \dots 20}{\tau_i}$, де τ_i – тривалість імпульсу сигналу);
 - стійкіше працює система АПЧ приймача;
 - вище селективність щодо дзеркального каналу ($f_{ДЗ} = f_c \pm 2f_{ПЧ}$) та інших побічних каналів приймання;
- 4) у разі низької ПЧ:
 - можна одержати більше стійке підсилення на один каскад тракту ПЧ;
 - менше залежність підсилення та смуги пропускання від розкиду і зміни параметрів активних елементів тракту ПЧ.

Для забезпечення заданої вибіркової щодо дзеркального каналу використовується або розподілена по каскадах ППЧ селекція, або ставиться фільтр зосередженої селекції (ФЗС), найчастіше відразу після змішувача. Якщо обрано зосереджену селекцію, далі використовуються каскади ППЧ з малою вибірковістю, або навіть аперіодичні підсилювачі. В сучасних приймачах рекомендується застосовувати ФЗС. На ринку є велика кількість пропозицій щодо ФЗС з різними параметрами. Ось, наприклад, посилання на сайт, який пропонує ФЗС: <https://www.rcscomponents.kiev.ua/catalog/filtry-diskriminatory/565>. Цей сайт зручний тим, що надає посилання на сайти розробників конкретного обраного фільтру. Окрім середньої частоти, смуги прозорості та прямих втрат, паспортними параметрами ФЗС є їхні вхідний та вихідний опори, які, в залежності від застосованої технології, можуть мати досить широкий діапазон значень. Тому, в разі застосування ФЗС, виникає питання їх узгодженого ввімкнення в тракт ПЧ, що може відбитися на виборі тієї, чи іншої схеми підсилювача ПЧ.

Від вибору значення ПЧ залежить структура і параметри тракту сигнальної частоти (радіочастоти) приймача, що містить ВК або ВК та ПРЧ. На Рис. 4.5 наведені найбільш уживані структурні схеми тракту сигнальної частоти. Найпростіша схема складається з одноконтурного ВК (Рис. 4.5,а). Для покращення селективних властивостей ВК використовується двоконтурна схема з однаковими контурами при критичному зв'язку між ними (Рис. 4.5, б). Більш складною є схема з розподіленою вибірковістю, де

контури, налаштовані на сигнальну частоту, встановлені у ВК та у ПРЧ (Рис. 4.5, в).

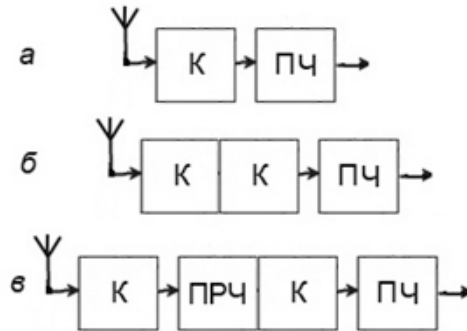


Рис. 4.5. Типові схеми тракту сигнальної частоти :

К - коливальний контур, КК - система двох зв'язаних контурів, ПРЧ і ПЧ - активні елементи підсилювача радіочастоти і перетворювача частоти.

Вибірковість одиночного контуру (Рис. 4.5,а)

$$S_{OK} = \sqrt{1 + Q_H^2 \left(\frac{f_c}{f_{ДЗ}} - \frac{f_{ДЗ}}{f_c} \right)^2}. \quad (4.21)$$

Для двоконтурної схеми (Рис. 4.5, б)

$$S_{KK} = \frac{1}{2} \sqrt{4 + Q_H^4 \left(\frac{f_c}{f_{ДЗ}} - \frac{f_{ДЗ}}{f_c} \right)^4}, \quad (4.22)$$

У разі n одиночних контурів (Рис. 4.5, в; $n = 2$)

$$S_{nK} = S_{OK}^2, \quad (4.23)$$

де S – вибірковість, f_c - частота налаштування преселектора, $f_{ДЗ}$ – частота дзеркального каналу приймання, Q_H – добротність навантаженого контуру.

Практична реалізація схеми із зв'язаними контурами (Рис. 4.5,б) є ускладненою, бо, крім зміни частот налаштування контурів, необхідно керувати ступенем зв'язку між ними.

Добротність Q_H контурів преселектора зазвичай має наступні значення:

- на частотах (0,1...1,5) МГц $Q_H = 30...50$;
- на частотах (1,5...10) МГц $Q_H = 40...80$;
- на частотах вище 10 МГц $Q_H = 50...120$.

Орієнтуючись на середнє значення добротності і преселектор, що складається з n одиночних контурів, можна оцінити мінімальне значення проміжної частоти одноразового перетворення, що забезпечує задану вибірковість $S_{ДЗК}$ щодо дзеркального каналу, за такою методикою. Оцінюється параметр a який дорівнює для одноконтурного ВК (Рис. 4.5,а):

$$a = \frac{\sqrt{S_{ДЗК}^2 - 1}}{Q_H}, \quad (4.24)$$

для двох контурів (Рис. 4.5, в):

$$a = \frac{\sqrt{S_{ДЗК} - 1}}{Q_H}, \quad (4.25)$$

де $S_{\text{ДЗК}}$ обирається з Таблиці Д1 варіантів завдання. Слід звернути увагу на те, що у Таблиці Д1 величини вибіркості подані в децибелах, а у виразах (4.24) та (4.25) використовується лінійне подання вибіркості. Для перетворення величин у лінійну форму слід скористатися формулою $S_{\text{лін}} = 10^{S_{\text{дБ}}/20}$. У таблиці наведено кілька співвідношень між логарифмічними та лінійними величинами

$S_{\text{дБ}}$	20	30	40	50	60	70
$S_{\text{лін}}$	10	31,62	100	316,23	1000	3162,3

Далі обчислюється нижня межа для значення проміжної частоти

$$f_{\text{ПЧmin}} = \frac{f_{\text{Сmax}}}{2} \left(\frac{a}{2} + \sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + 1} - 1 \right), \quad (4.26)$$

де $f_{\text{Сmax}}$ найбільша частота робочого діапазону, яка теж обирається з Таблиці Д1 варіантів завдання.

Значення проміжної частоти вибирається з ряду стандартних частот за правилом

$$f_{\text{ПЧ}} \geq f_{\text{ПЧmin}}. \quad (4.27)$$

У разі АМ-сигналу проміжну частоту вибирають з наступного ряду: 450, 465, 455, 500 кГц. Найбільш застосовуваними є частоти 465 і 455 кГц. Стандартною проміжною частотою ЧМ-приймачів є частоти 10,7 та 21,4 МГц.

Під час вибору ПЧ слід користуватися інформацією щодо ФЗС, параметри яких наведені у відповідних сайтах (адреса одного з них наведена на попередній сторінці). Обирають ФЗС, середня частота яких відповідає умові (4.27), а смуга пропускання та вибіркості щодо сусіднього каналу - не менше вимог завдання, наведених у Таблиці Д1. Обраний таким чином ФЗС і буде елементом, який забезпечує частотну вибіркості ППЧ розроблюваного приймача щодо сусіднього каналу.

Розрахунок починають з $n = 1$ (Рис. 4.5, а). Якщо для стандартних ПЧ не вдається виконати умову (4.27) або не знаходиться підходящого ФЗС, кількість контурів збільшують, переходячи до схеми, показаної на Рис. 4.5, в. Якщо необхідна кількість контурів $n > 2$, переходять до двократного перетворення частоти. При цьому перша проміжна частота вибирається з співвідношення $f_{\text{ПЧ1}} \geq f_{\text{ПЧmin}}$, а друга - з ряду стандартних частот.

Після вибору значень проміжних частот і схеми преселектора оцінюють вибіркості щодо дзеркального (при дворазовому перетворенні ще й по другому дзеркальному) каналу) і щодо каналу прямого проходження. Для схеми Рис. 4.5, а

$$S_{\text{ПР}} = \sqrt{1 + Q_H^2 \left(\frac{f_{\text{min}}}{f_{\text{ПЧ}}} - \frac{f_{\text{ПЧ}}}{f_{\text{min}}} \right)^2}, \quad (4.28)$$

для схеми Рис. 4.5, в

$$S_{\text{ПР}} = 1 + Q_H^2 \left(\frac{f_{\text{min}}}{f_{\text{ПЧ}}} - \frac{f_{\text{ПЧ}}}{f_{\text{min}}} \right)^2. \quad (4.29)$$

Значення вибірконості подають в децибелах ($S_{дб} = 20lgS$).

Продовжимо попередній приклад ескізного проектування приймача з робочим діапазоном частот (5...15) МГц і визначимо структуру і параметри його фільтрувальної системи. Для цього слід подати дані щодо ширини смуги сигналу, частотної відстані сусіднього каналу і вибірконостей щодо паразитних каналів приймання. Дані наведені у таблиці:

$2\Delta f_c = 9$ кГц	$f_{0(i+1)} - f_{0i} = 10$ кГц	$S_{сус} = 40$ дБ	$S_{пр} = 50$ дБ	$S_{дз} = 30$ дБ
-----------------------	--------------------------------	-------------------	------------------	------------------

Прийmemo середнє значення добротності ВК $Q_H = 60$ і, скориставшись формулами (4.24), (4.26), визначимо мінімальну проміжну частоту, яка задовольняє вимогу $S_{дз} = 31,6$. Для одноконтурного ВК:

$$a = 0,527; f_{пчmin} = 0,148 f_{max} = 2,23 \text{ МГц.}$$

Одержане значення $f_{пчmin}$ відповідає вимогам, наведеним вище, але огляд ФЗС різних виробників показує, що в діапазоні $f_{пчmin} \dots f_{min}$ (2,23 МГц...5 МГц) нема фільтру з необхідними параметрами. Тому виконаємо розрахунок за формулами (4.25), (4.26) для двох контурів, налаштованих на частоту сигналу:

$$a = 0,0922; f_{пчmin} = 0,0461 f_{max} = 0,692 \text{ МГц.}$$

Результат теж відповідає вимогам, але в цьому діапазоні частот теж нема готового ФЗС. Подальший хід проектування залежить від міркувань розробника. Можливі два варіанти.

Перший варіант полягає в тому, що обирається ПЧ за умови $f_{пч} > 0,692$ МГц і проектується ФЗС на обрану частоту із заданими параметрами вибірконості щодо сусіднього каналу. У мережі є багато матеріалів щодо проектування ППЧ з ФЗС. Наприклад, на сайті

<http://radioaktiv.ru/loads/softf/calc/460-raschet-usilitelya-promezhutochnoy-chastoty-s-filtrom-sosredotochennoy-selekcii-izbiratelnosti.html> наведено

програмне забезпечення для розрахунку ППЧ з ФЗС. Слід зауважити, що ФЗС на середню частоту 700 кГц з смугою пропускання 10 кГц і вибірковістю щодо сусіднього каналу 40 дБ, за оцінкою [11], являє собою фільтр Кауера не

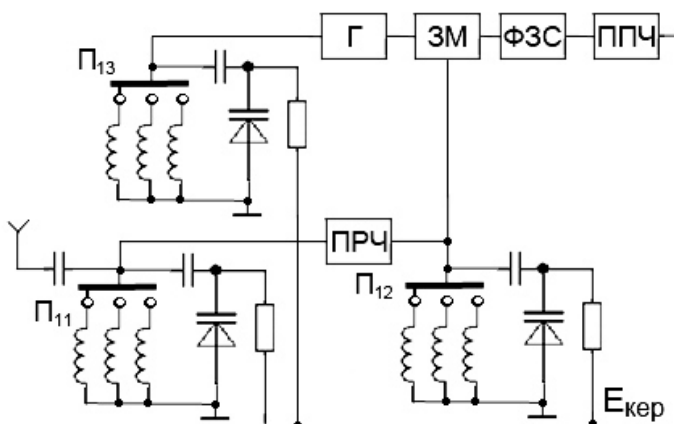


Рис.4.6. Спрощена структурна схема фільтрувального тракту приймача

нижче 12...14 порядку, тобто, є достатньо складним пристроєм. У підсумку одержимо приймач з одним перетворенням частоти, спрощену структурну схему фільтрувальної частини якого подано на Рис. 4.6. Схема містить такі компоненти:

- комутовані фільтри сигнальної частоти, розташовані у ВК і у ПРЧ. Контури фільтрів налаштовуються в межах піддіапазону варикапами з однаковими значеннями керувальної напруги;
- електрично керований гетеродин (Г), з комутованими контурами для перемикання піддіапазонів;
- перемикач Π_1 на три напрями і три положення, що перемикає котушки індуктивності контурів для зміни піддіапазону (зручніше використати електрично керовані перемикачі);
- ППЧ з розрахованим ФЗС.

Другий варіант побудови структурної схеми приймача полягає у застосуванні подвійного перетворення частоти з вибором першої ПЧ за формулою $f_{ПЧ1} = f_c + f_{\Gamma}$ з вибором значення $f_{ПЧ1} = 21,4$ МГц. Такий вибір пояснюється тим, що на сайті <http://www.quartz1.com/news/detail.php?ID=52665> знайдено смуговий фільтр MQF214-3000/27 з середньою частотою 21,4 МГц, смугою пропускання 15 кГц і вибірковістю $S_{СК} = 70$ дБ при розстроєнні на 15 кГц. Використання цього фільтру дозволяє побудувати частотний план (або спектральний

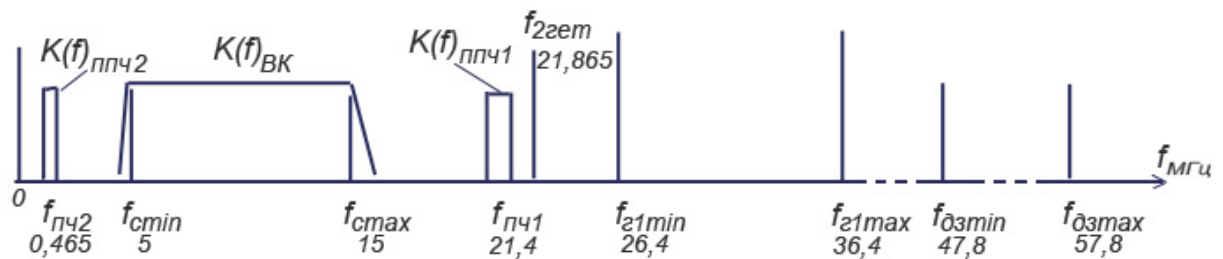
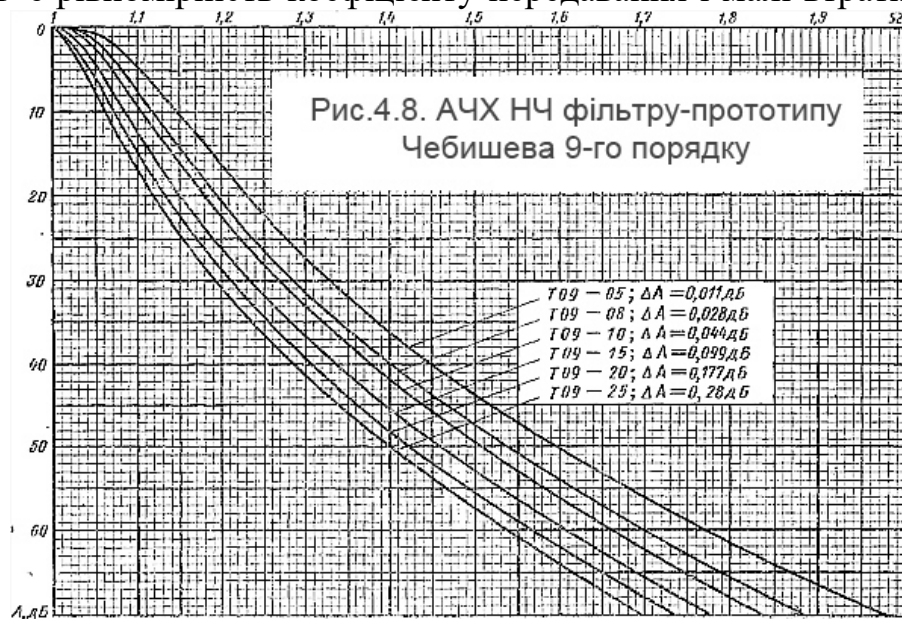


Рис.4.7. Частотний план приймача з подвійним перетворенням частоти

розподіл) приймача, поданий на Рис. 4.7. Як видно з Рис. 4.7, умови придушення паразитних каналів можуть бути виконані за допомогою ВК у вигляді СФ із сталою частотою налаштування. Основними вимогами до цього СФ є рівномірність коефіцієнту передавання і малі втрати в робочому



діапазоні частот приймача та необхідна вибірковість 50 дБ щодо каналу прямого проходження на частоті 21,4 МГц. Таким вимогам відповідає

смуговий фільтр Чебишева 9-го порядку. Нормовані АЧХ НЧ прототипу цього фільтру наведено на Рис. 4.8 [11]. Як видно з наведених графіків, для нормованої частоти $\Omega = \frac{f_{ПЧ1}}{f_{Сmax}} = \frac{21,4}{15} = 1,426$ позасмугове загасання, що є більшим за 50 дБ, може бути одержано за умови, що нерівномірність в межах смуги пропускання не перевищує 0,28 дБ. Наведені характеристики розраховані для фільтру без втрат. У випадку реальних індуктивностей і ємностей показники будуть дещо гірші, що, в основному, відіб'ється на зменшенні коефіцієнту передавання у робочій смузі фільтру. У підсумку частотний план, поданий на Рис. 4.7 може бути здійснений у приймачі, тракт частотної селекції якого поданий на Рис. 4.9.

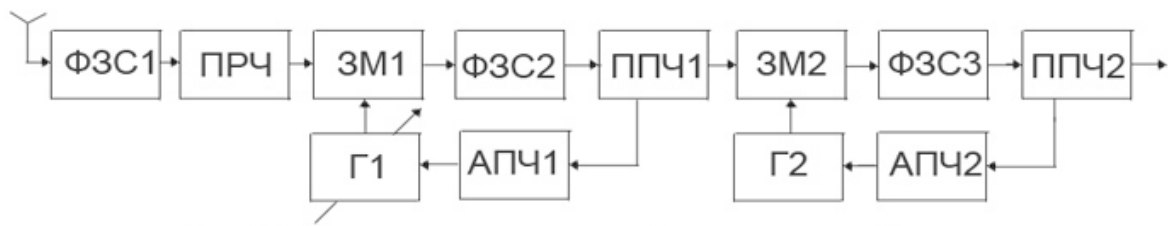


Рис.4.9. Структурна схема фільтрувальної частини приймача з подвійним перетворенням частоти

Перевагою такої схеми є один елемент налаштування приймача на частоту сигналу і виконання всіх вимог щодо частотної вибірконості. Слід зробити кілька пояснень щодо поданої схеми:

- підвищена частота першого гетеродина вимагає підвищення її стабільності, для чого застосовано АПЧ1;
- налаштування Г1 відбувається з відносно малим кроком зміни частоти (10 кГц в діапазоні 26,4 МГц...36,4 МГц). Тому для формування коливання Г1 доцільно скористатися синтезатором частоти;
- необхідність використання у схемі ПРЧ та ППЧ1 визначається після розрахунку динамічного діапазону і розподілення підсилення по елементах приймача;
- другий гетеродин Г2 налаштований на сталу частоту $f_{Г2} = 21,865$ кГц. Коливання з такою частотою можна одержати у кварцовому генераторі. У разі відсутності кварцового резонатора на таку частоту, використовується АПЧ2;
- обрано $f_{ПЧ2} = 465$ кГц, бо в якості ФЗС3 можна використати фільтр ФП1П1-60-10, який забезпечує виконання усіх вимог щодо смуги пропускання і вибірконості щодо сусіднього каналу.

4.5. ВИБІР ПЕРШИХ КАСКАДІВ РАДІОПРИЙМАЧА, ВИХОДЯЧИ З ДОПУСТИМОГО КОЕФІЦІЄНТУ ШУМУ

Перші каскади приймача в значній мірі визначають його чутливість. Для забезпечення високої чутливості потрібне застосування, як правило, одного каскаду ПРЧ після ВК.

Реальна чутливість приймача визначається його коефіцієнтом шуму $K_{\text{ш}}$.

За відсутності ПРЧ маємо:

$$K_{\text{ш}} = \frac{1}{K_{\text{РВК}}} \left(K_{\text{шЗМ}} + \frac{K_{\text{шППЧ}} - 1}{K_{\text{РЗМ}}} \right). \quad (4.30)$$

За наявності ПРЧ маємо:

$$K_{\text{ш}} = \frac{1}{K_{\text{РВК}}} \left(K_{\text{шПРЧ}} + \frac{K_{\text{шЗМ}} - 1}{K_{\text{РПРЧ}}} \right). \quad (4.31)$$

У сучасних приймачах використовуються ПРЧ і змішувачі у вигляді ІМС і, відповідно, коефіцієнти шуму ПРЧ $K_{\text{шПРЧ}}$ і змішувача $K_{\text{шЗМ}}$ є паспортними даними, які подаються у описах цих ІМС. Там же наводяться дані щодо їхніх коефіцієнтів передавання і робочого діапазону частот. Тому, розрахунок слід починати з огляду відповідних ІМС (посилання див. у Додатку 3) та вибору придатної за робочим діапазоном частот і мінімальним коефіцієнтом шуму. Ця величина порівнюється з допустимим коефіцієнтом шуму, що забезпечує задану чутливість E_A (або P_A для радіолокаційних приймачів):

$$K_{\text{шдоп}} = \frac{E_A^2}{4kT_0\Pi_{\text{ш}}R_A\gamma}; \quad (4.32)$$

$$K_{\text{шдоп}} = \frac{P_A}{4kT_0\Pi_{\text{ш}}\gamma}. \quad (4.33)$$

Тут значення E_A і P_A мають розмірність відповідно В і Вт; $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$, Вт/Гц;

$\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1\Pi$ – шумова смуга, Гц; Π – визначено за формулою (4,4), γ – допустиме відношення (в «разах») потужності сигналу до потужності шуму на виході лінійного тракту приймача (тобто, до демодулятора), R_A – активний опір антени, Ом.

При визначенні відношення сигнал / шум γ на виході лінійного тракту слід враховувати кілька обставин. Перш за все, на виході приймачів різних типів для роботи кінцевого пристрою потрібно різне відношення сигнал/шум: для професійного зв'язкового приймача – близько 10 (10 дБ), для радіомовного АМ-приймача – близько 100 (20 дБ), для радіомовного ЧМ-приймача – 400 (26 дБ). Крім того, під час демодуляції відношення сигнал/шум може істотно змінюватися: при амплітудній модуляції ($m = 0,3$) воно погіршується, при широкосмуговій ЧМ ($m_q \gg 1$) – навпаки, поліпшується. Нарешті, чутливість може оцінюватися як при відсутності зовнішніх завад, так і при їх наявності.

Орієнтовно, оцінюючи порядок величини γ , можна вважати, що в разі ЧМ достатньо забезпечити роботу ЧД в надпороговій області і приймати $\gamma = 10$ (10 дБ). Для професійних приймачів АМ-сигналів потрібно $\gamma = 100$ (20 дБ), а для приймачів радіомовлення $\gamma = 1000$ (30 дБ). Для радіолокаційних приймачів – $\gamma = 10$ (10 дБ), для приймачів цифрових даних, за умови допустимої ймовірності помилки не гірше 10^{-6} , можна взяти $\gamma \geq 5$ для ЧМн, $\gamma \geq 7$ для ФМн, $\gamma \geq 9$ для АМн.

Рішення про необхідність застосування ПРЧ приймається, виходячи з вимоги $K_{\text{ш}} \leq K_{\text{шдоп}}$. Можлива ситуація, коли для обраного ПРЧ та змішувача вийде $K_{\text{ш}} \ll K_{\text{шдоп}}$. У цьому випадку доцільно повернутися до вибору ІМС з гіршими параметрами і, відповідно, меншої вартості.

Однак, в разі високих вимог до придушення дзеркального каналу $S_{\text{ДЗ}}$, допускається застосування ПРЧ і в тому випадку, коли для досягнення заданої чутливості ПРЧ не є необхідним.

Опір антени зазвичай приймають рівним $R_A = (75 \dots 300) \text{ Ом}$.

4.6. РОЗПОДІЛ ПІДСИЛЕННЯ МІЖ БЛОКАМИ РАДІОПРИЙМАЧА

Загальне підсилення радіотракту визначається, з одного боку, необхідною напругою на вході детектора, а з іншого – заданою чутливістю приймача. Зазвичай воно приймається з 2- або 3-кратним запасом:

$$K_0 = (2 \dots 3) \frac{U_{\text{ВхД}}}{\sqrt{2} E_A}. \quad (4.34)$$

У приймачах АМ-сигналів на вході детектора має бути забезпечено:

- у разі лінійного амплітудного детектора на германієвих діодах – $U_{\text{ВхД}} \geq 0,3 \dots 0,5 \text{ В}$;
- у разі лінійного амплітудного детектора на кремнієвих діодах – $U_{\text{ВхД}} \geq 0,8 \dots 1,5 \text{ В}$;
- у разі транзисторного амплітудного детектора – $U_{\text{ВхД}} \geq 0,02 \dots 0,05 \text{ В}$;
- у разі частотного детектора із зв'язаними контурами, а також дробового детектора – $U_{\text{ВхД}} \geq 0,1 \dots 0,2 \text{ В}$;
- у разі балансного діодного фазового детектора – $U_{\text{ВхД}} \geq 0,3 \dots 0,5 \text{ В}$;
- у разі частотно-фазового або фазового детектора на мікросхемі помножувача – $U_{\text{ВхД}} \geq 0,005 \dots 0,01 \text{ В}$;

Лінійність роботи змішувача щодо вхідного сигналу зазвичай забезпечується до напруг на вході $U_{\text{ВхЗм}} \leq 100 \dots 200 \text{ мкВ}$. Отже, коефіцієнт передавання преселектора (що складається з вхідного кола і підсилювача радіочастоти) має дорівнювати:

$$K_{\text{ПР}} = K_{\text{ВК}} K_{\text{ПРЧ}} = (1,5 \dots 2) \frac{U_{\text{ВхЗмmax}}}{\sqrt{2} E_A}. \quad (4.35)$$

Коефіцієнт передавання транзисторного змішувача зазвичай має величину порядку 4 ... 6. Решта підсилення досягається за рахунок ППЧ:

$$K_{\text{ППЧ}} = \frac{K_0}{K_{\text{ВК}} K_{\text{ПРЧ}} K_{\text{Зм}}}. \quad (4.36)$$

У будь-якому приймачі від правильності розподілу підсилення по каскадах безпосередньо залежать його основні технічні характеристики: чутливість, динамічний діапазон і лінійність тракту приймання. Одночасно з питаннями забезпечення заданого підсилення і лінійності тракту приймача вирішуються питання поліпшення коефіцієнта шуму. Чим далі каскад відстоїть від входу і чим більше підсилення потужності попередніх каскадів, тим менше він впливає на сумарний коефіцієнт шуму. Вимоги по чутливості приймача і лінійності його тракту виявляються суперечливими і зазвичай задовольняються методом компромісу. Одночасно встановлюється місце

регулювання підсилення в певних каскадах радіотракту для забезпечення заданого динамічного діапазону основного та сусіднього каналів приймання.

Під час проектування доцільно побудувати діаграму рівнів сигналів і шумів на вході і виході каскадів приймача. Вона будується в логарифмічному масштабі, при цьому підсилення або загасання каскаду подається в децибелах. Наприклад: вхідне коло приймача дає ослаблення 2 дБ, УРЧ – підсилення 20 дБ, змішувач – підсилення 10 дБ, ФЗС – ослаблення 6 дБ тощо. Рівень сигналу і шуму при цьому зручно подавати в дБ по відношенню до 1 мВт (дБм). Приклад такої діаграми для схеми професійного КВ-приймача з дворазовим перетворенням частоти наведено на Рис. 4.10.

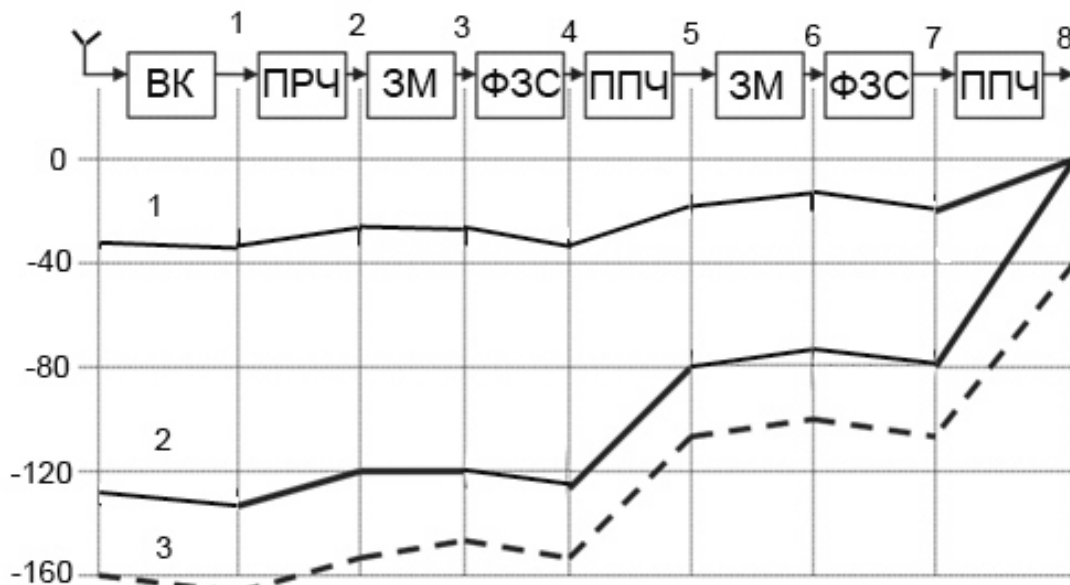


Рис. 4.10. Діаграма рівнів сигналу і шуму в лінійному тракті радіоприймача: 1 – сигнал при максимальній вхідній потужності; 2 – сигнал при мінімальній вхідній потужності; 3 – рівень шуму

При побудові діаграми рівнів задаються потужністю сигналу на виході приймача (на Рис. 4.10 задана вихідна потужність ППЧ-2, необхідна для нормального детектування сигналу: $P_C \text{ дБм} = 10 \lg P_C \text{ мВт} = 0 \text{ дБм}$) і потужністю сигналу на вході приймача, що відповідає його чутливості $P_A = kT_{\text{ПКШ}} \gamma$, також поданої в дБм.

Ці дві точки з'єднують ламаною лінією, ординати кінців кожного відрізка якої вказують абсолютний рівень потужності на вході і виході каскаду, а їх різниця – підсилення або загасання в каскаді. Замість побудови діаграми можна вказати значення сигналів в контрольних точках.

Потужність шуму на виході кожного каскаду розраховується шляхом послідовного застосування формули

$$P_{\text{ШВХ}} = (P_{\text{ШВХ}} + P_{\text{ШВЛ}})K_p, \quad (4.37)$$

де $P_{\text{ШВХ}}$ – потужність шумів, що надходять від попереднього каскаду; $P_{\text{ШВЛ}}$ – потужність власних шумів каскаду, приведених до його входу; K_p – коефіцієнт передачі потужності каскаду.

Розрахунок починається з ПРЧ, для якого

$$P_{\text{ШВХ}} = kT_0 P, \quad P_{\text{ШВЛ}} = kT_0 P (K_{\text{ШПРЧ}} - 1). \quad (4.38)$$

Строго кажучи, шуми кожного каскаду повинні розраховуватися відповідно до його смуги пропускання. Тому, наприклад, потужність шуму на виході ФЗС падає, бо зменшується смуга пропускання (див. Рис. 4.10). Припустимо вести всі розрахунки для інформаційної смуги пропускання. Однак слід зазначити, що в цьому випадку графік розподілу шумів носить умовний характер.

4.7. ОЦІНКА ДИНАМІЧНОГО ДІАПАЗОНУ ПРИЙМАЧА

Динамічний діапазон приймача обмежений знизу шумами приймача, зверху – межами лінійної частини характеристик його каскадів. Докладний розрахунок динамічного діапазону вимагає вивчення нелінійності характеристик каскадів, характер і величина якої залежать від схеми каскаду, типу активного приладу, режиму його роботи тощо. Оцінку динамічного діапазону рекомендується виконати за спрощеною методикою.

Амплітудну характеристику будь-якого підсилювача або змішувача можна апроксимувати рядом:

$$P_{\text{вих}} = k_1 P_{\text{вх}} + k_2 P_{\text{вх}}^2 + k_3 P_{\text{вх}}^3 + \dots, \quad (4.39)$$

де коефіцієнти k_2 , k_3 і так далі характеризують спотворювальні властивості каскаду.

Наприклад, вольт-амперну характеристику напівпровідникового діода (або вхідну характеристику транзистора за деяких умов) можна подати виразом

$$i(u) = I_S \left[\exp\left(\frac{qu}{kT}\right) - 1 \right], \quad (4.40)$$

де I_S – струм насичення, $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К – заряд електрона, $k = 1,38 \cdot 10^{-29}$ Дж/К – стала Больцмана, T – абсолютна температура, u – миттєве значення прикладеної до елемента напруги. Коефіцієнти ряду (4.30) в цьому випадку мають вигляд

$$k_1 = \frac{q}{kT}; \quad k_2 = \frac{k_1^2}{2!}; \quad k_3 = \frac{k_1^3}{3!}; \quad k_4 = \frac{k_1^4}{4!} \dots \quad (4.41)$$

За наявності на вході підсилювача або змішувача двох сигналів (наприклад, корисного сигналу з частотою f_1 і завади з частотою f_2 , близькою до f_1), тобто

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) = U_{1m} \sin \omega_1 t + U_{2m} \sin \omega_2 t, \quad (4.42)$$

на виході, крім сигналів з частотами f_1 та f_2 , з'являються гармоніки цих



сигналів, коливання з комбінаційними частотами і стала складова. Їх рівень безпосередньо пов'язаний з нелінійністю підсилювачів і змішувачів. Принципово нелінійними є також варикапи, комутаційні діоди і деякі інші елементи, що діють в сигнальних колах. Найвпливовішими на параметри прийнятих сигналів є

комбінаційні складові третього порядку виду

$$\frac{k_4}{8} U_{1m}^2 U_{2m} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t, \quad \frac{k_4}{8} U_{2m}^2 U_{1m} \cos(2\omega_2 - \omega_1) t, \quad (4.43)$$

розташовані на частотній осі на відстані $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ від частот ω_2 та ω_1 (див. Рис.4.11).

Оцінка нелінійності звичайно виконується двосигнальним методом. За цим методом динамічний діапазон D – це подане в децибелах відношення рівня двох рівних за величиною вхідних сигналів до рівня створюваної ними комбінаційної завади за умови рівності її значення рівню власних шумів приймача. Розрахункова формула має вигляд:

$$D_{\text{дб}} = \frac{2}{3}(P_{\text{одбм}} - P_{\text{швхдбм}}), \quad (4.44)$$

де $P_{\text{одбм}}$ – потужність корисного сигналу на вході приймача, за якої потужність комбінаційної складової третього порядку дорівнює потужності корисного сигналу на лінійному продовженні амплітудної характеристики приймача (див. Рис. 4.12).

На Рис. 4.12 наведені графіки залежності вихідної потужності сигналів з частотами f_1 і $2f_1 - f_2$ від їх потужності на вході. Слід звернути увагу на швидкість зміни рівня цих складових. Враховуючи, що рівень комбінаційних складових третього порядку залежить від третього ступеня вхідного сигналу, маємо, що зміна рівня вхідного сигналу на 1дБ призводить до зміни рівня комбінаційних складових на 3дБ. За умови перевищення певного рівня вхідних сигналів лінійне зростання вихідних сигналів сповільнюється за рахунок перевантаження каскаду вхідним сигналом. Якщо продовжити лінійну частину графіка корисного сигналу (пунктирна лінія), то в точці перетину $P_{\text{ових}}$ вихідна потужність корисного сигналу дорівнює потужності складової третього порядку. Координати точки $P_{\text{ових}}$ характеризують лінійні властивості каскаду, причому значення $P_{\text{овх}}$ на осі абсцис відповідає вхідному рівню сигналів, а $P_{\text{ових}}$ на осі ординат – вихідному.

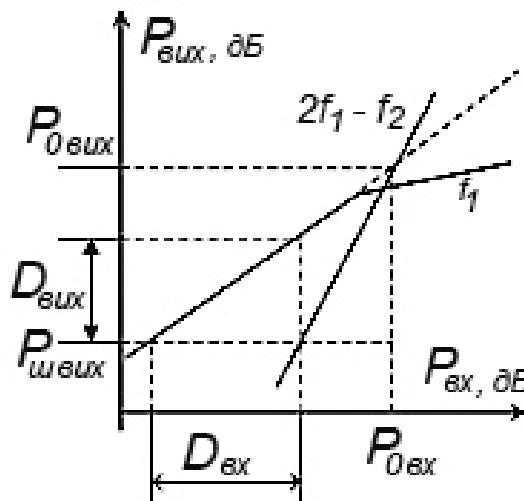


Рис. 4.12. Графік залежності вихідної потужності корисного сигналу і комбінаційної складової третього порядку від рівня корисного сигналу при двосигнальному методі дослідження

В активних колах значення $P_{\text{ових}}$ більше $P_{\text{овх}}$ на коефіцієнт підсилення каскаду G , поданий в децибелах:

$$P_{0\text{вих}}(\text{дБм}) = P_{0\text{вх}}(\text{дБм}) + G(\text{дБ}). \quad (4.45)$$

У пасивних колах, наприклад, в діодних змішувачах, значення $P_{0\text{вих}}$ менше за $P_{0\text{вх}}$ на величину втрат в змішувачі.

Знаючи положення точки перетину прямих на графіку, можна розрахувати рівень коливань комбінаційної частоти при будь-яких вхідних сигналах: якщо каскад працює при рівні вихідного сигналу на X дБ нижче значення $P_{0\text{вих}}$, то рівень комбінаційних частот третього порядку буде на $3X$ дБ нижче значення $P_{0\text{вих}}$. Припустимо, $P_{0\text{вих}} = +30$ дБм і $P_{67\text{вія}} = -10$ дБм. Тоді, $X = P_{\text{вих}} - P_{0\text{вих}} = -40$ дБ і рівень комбінаційних складових третього порядку буде на $3 \cdot 40 = 120$ дБ нижче значення $P_{0\text{вих}}$.

Для зменшення рівня комбінаційних спотворень слід зменшувати рівні вхідних сигналів. Однак, це допустимо лише до тих пір, поки комбінаційні коливання перевищують рівень власних шумів приймача.

При оцінці динамічного діапазону розрахунок проводиться таким чином. Оцінюється потужність шуму, приведена до входу приймача:

$$P_{\text{ШВХдБм}} = -174(\text{дБм}) + 10\lg\Pi + 10\lg K_{\text{ш}}, \quad (4.46)$$

де $-174(\text{дБм})$ – потужність шуму при нормальній температурі у смузі 1Гц, Π – відношення смуги пропускання приймача до смуги 1Гц, $K_{\text{ш}}$ – коефіцієнт шуму приймача. Потім, з Табл. 4.2 вибирається значення $P_{\text{вих}}(\text{дБм})$, що відповідає типу каскаду (за умови, що нелінійні спотворення не перевищують рівень вихідного шуму), і розраховується $P_{\text{вх}}(\text{дБм})$:

$$P_{\text{вх}}(\text{дБм}) = P_{\text{вих}}(\text{дБм}) - G(\text{дБ}). \quad (4.47)$$

Після цього користуються розрахунковою формулою (4.44) для розрахунку D .

Таблиця 4.2

Тип каскаду	$P_{\text{вих}}(\text{дБм})$
ПРЧ на транзисторі	5-10
Змішувач на транзисторі	0-5
Змішувач на двозаслоновому польовому транзисторі	18-20
Кільцевий змішувач на діодах	15-20
Балансний змішувач на польових транзисторах в пасивному режимі	40

Як приклад, розрахуємо динамічний діапазон приймача, першим каскадом якого є змішувач на двозаслоновому польовому транзисторі КП350. Вихідні параметри: підсилення змішувача $G = 20$ дБ, параметр $P_{67\text{вія}} = 18$ дБм, коефіцієнт шуму $K_{\text{ш}} = 10$ дБ, смуга пропускання селективного тракту $\Pi = 500$ Гц. Отримуємо:

$$\begin{aligned} P_{67\text{ві}} &= P_{\text{вих}} - G = 18 - 20 = -2\text{дБм}, \\ P_{\text{ШВХ}} &= -174 + 10\lg 500 + 10 = -137\text{дБм}, \\ D &= \frac{2}{3}(-2 + 137) = 90\text{дБ}. \end{aligned}$$

Під час розрахунку приймача його каскади повинні бути узгоджені за максимальним допустимим рівнем вхідних і вихідних сигналів. Значення $P_{\text{вих1}}$ першого каскаду повинно бути менше або дорівнювати значенням $P_{\text{вих2}}$ другого каскаду тощо. Динамічний діапазон приймача в цілому обмежується динамічним діапазоном того з каскадів, що стоять перед ФЗС, у якого цей діапазон мінімальний.

Розглянемо приклад. Нехай першими каскадами приймача є ПРЧ ($K_{\text{шПРЧ}} = 6$ дБ, або 4 – у разях, $G_{\text{ПРЧ}} = 20$ дБ, або 100 – в разях, $P_{\text{вихПРЧ}} = 5$ дБм) і активний змішувач ($K_{\text{шЗМ}} = 20$ дБ, $G_{\text{ЗМ}} = 3$ дБ, $P_{\text{вихЗМ}} = 0$ дБм). Маємо:

$$P_{\text{ВХЗМ}} = P_{\text{ВихЗМ}} - G_{\text{ЗМ}} = 0 - 3 = -3 \text{ дБм.}$$

Отже, $P_{\text{вихПРЧ}} > P_{\text{ВХЗМ}}$, таким чином припустимий рівень сигналів на виході ПРЧ вище, ніж припустимий рівень вхідних сигналів змішувача, і при розрахунку динамічного діапазону приймача замість $P_{\text{вихПРЧ}}$ слід брати $P_{\text{ВХЗМ}}$.

Спільний коефіцієнт шуму УРЧ і змішувача:

$$K_{\text{шПРЧ+ЗМ}} = K_{\text{шПРЧ}} + \frac{K_{\text{шЗМ}} - 1}{G_{\text{ПРЧ}}} = 4 + \frac{100 - 1}{100} \approx 5; (K_{\text{шПРЧ+ЗМ}}) \text{ дБ} = 7 \text{ дБ}$$

Потужність шуму (при $\Pi = 3$ кГц):

$$P_{\text{ШВХ}} = -174 + 7 + 10 \lg(3000) = -132 \text{ дБм.}$$

Потужність на вході приймача:

$$P_{\text{ВХ}} = P_{\text{ВХЗМ}} - G_{\text{ПРЧ}} = -3 - 20 = -23 \text{ дБм.}$$

Динамічний діапазон:

$$D = \frac{2}{3} [-23 - 132] = 72,2 \text{ дБ.}$$

Зауважимо, що розрахунок динамічного діапазону приймача без УРЧ дає у розглянутому прикладі 77,3 дБ, тобто ввімкнення в схему ПРЧ, з одного боку, підвищує чутливість приймача, але з іншого – зменшує динамічний діапазон. Зменшення динамічного діапазону щодо сусіднього каналу приймання через перевантаження першого змішувача, викликане надлишковим підсиленням попередніх каскадів, призводить до, так званої, «непрозорості ефіру» - не вдається виділити слабкий сигнал з шумів за наявності завад. В цьому випадку слід підвищити вибірковість вхідних кіл або ввімкнути на вході приймача атенюатор, що не порушує режимів роботи активних елементів, виходячи з умов їх максимальної лінійності.

Для оцінки лінійних властивостей каскадів, наступних за ФСС, використовується поняття динамічного діапазону за основним каналом приймання. Верхня межа динамічного діапазону за основним каналом визначається нелінійністю останнього каскаду УПЧ або УНЧ, нижній – шумами. Розширення динамічного діапазону для основного каналу досягається застосуванням ефективної системи АРП, що знижує перевантаження кінцевих каскадів і, отже, рівень нелінійних спотворень.

4.8. ВИБІР ЕЛЕМЕНТІВ РЕГУЛЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ПРИЙМАЧА

Під час ескізного проектування слід передбачити систему елементів регулювання параметрів приймача, що забезпечує:

- підтримання точного налаштування приймача на частоту обраного сигналу;
- підтримання необхідного рівня сигналу на вході детектора.

АПЧ гетеродина дозволяє зменшити до припустимої величини необхідну смугу пропускання ППЧ приймача, якщо абсолютне значення нестабільності налаштувань велике.

Система АРП застосовується для розширення динамічного діапазону приймача по основному каналу. Якщо необхідний діапазон вхідних сигналів складає A дБ, а зміна напруги на виході допускається в межах B дБ, то необхідна зміна коефіцієнту підсилення приймача буде $(A - B)$ дБ.

Регулювання режиму транзисторного підсилювального каскаду дозволяє змінювати коефіцієнт підсилення на $(20...26)$ дБ. Виходячи з огляду вхідних характеристик транзисторів, можна вважати, максимальний рівень вхідної напруги такого каскаду обмежений значенням

$$U_{BX} \leq 40 \sqrt{\frac{k_c}{m}}, \quad (4.48)$$

де U_{BX} - амплітуда вхідного сигналу в мілівольтах, k_c - допустимий для даного каскаду коефіцієнт нелінійних спотворень при коефіцієнті модуляції m . Зазвичай $U_{BX} \leq 10 \dots 15$ мВ. Вважаючи, що в якості регульованих каскадів в радіоприймачі використовуються ідентичні підсилювачі проміжної частоти, визначають необхідне число каскадів

$$n_{АРП} = \frac{(A - B) \text{ дБ}}{(20...26) \text{ дБ}} \quad (4.49)$$

з округленням до найближчого більшого цілого числа.

З метою забезпечення оптимальних параметрів реальної вибірковості, чутливості і лінійності перетворення не бажано регулювати підсилення в першому каскаді ПРЧ і змішувачах. У разі роботи професійного приймача в умовах інтенсивних завад для регулювання ПРЧ організовується окреме коло АРП, керувальна напруга якого виробляється за сигналом, що ще не пройшов ФЗС (див. Рис. 4.3). Це дозволяє знижувати підсилення ПРЧ на час дії потужних позасмугових завад, що сприяє зменшенню перехресних і інтермодуляційних спотворень, тобто розширенню динамічного діапазону приймача.

В сучасних радіоприймальних пристроях для регулювання підсилення використовують керовані атенюатори на діодах або варикапах, що включаються між каскадами. Перспективним є також метод регулювання зміною глибини від'ємного зворотного зв'язку підсилювачів. Крім того, введення зворотного зв'язку покращує лінійність підсилювача.

Всі засоби ефективного регулювання параметрів приймача втілені у сучасних ІМС оброблення сигналів. Тому, основним методом формування структурної схеми є підбір ІМС з необхідними параметрами і узгоджене з'єднання їх. Перелік сайтів з інформацією щодо елементів приймача наведено у Додатку 3.

4.9. ВИБІР ТРАКТУ ПІДСИЛЕННЯ НИЗЬКОЇ ЧАСТОТИ

Такий же підхід застосовується для реалізації тракту підсилення низької частоти: підбирають відповідну ІМС. Як правило, ІМС використовується за стандартною схемою включення.

4.10. СКЛАДАННЯ СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИЙМАЧА

Ескізне проектування завершується складанням структурної схеми радіоприймача і формулюванням вимог для функціональних вузлів і каскадів.

Структурна електрична схема визначає основні функціональні частини приймача, їх призначення та зв'язки. Під час складання структурної схеми

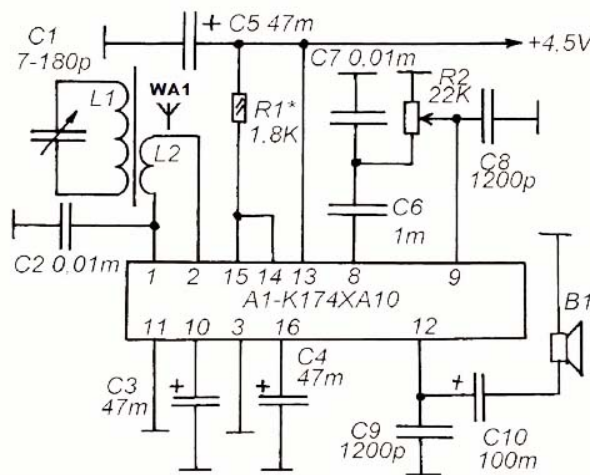


Рис. 4.12. Схема приймача на одній ІМС

слід ознайомитися з параметрами наявних на ринку аналогових ІМС, які містять елементи приймального тракту або приймач в цілому. Наприклад, на Рис. 4.12 наведено схему приймача, побудованого на основі одної ІМС типу 174XA10, яка містить всі розглянуті елементи приймального тракту. Тобто, під час вибору елементної бази і структурної схеми приймача слід порівнювати параметри ІМС з вимогами завдання. А далі, за

необхідності, додавати елементи (ПРЧ, ППЧ, фільтри тощо), щоб вимоги завдання були виконані. Всі функціональні частини на схемі зображають у вигляді прямокутників або умовних графічних позначень. На схемі допускаються пояснювальні написи, діаграми, таблиці, значення параметрів у характерних точках (величини струмів, напруг, форми і величини імпульсів тощо).

ЛІТЕРАТУРНІ ДЖЕРЕЛА

1. Горшелев В.Д. Основы проектирования радиоприемников/ В.Д. Горшелев, З. Г. Красноцветова, Б. Ф. Федорцев. Л.: Энергия, 1977. — 384 с.
2. Белкин М.К. и др. Справочник по проектированию приёмно-усилительных устройств. К. Вища школа, 1988. — 472 с.
3. Нефедов А. В. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Микросхемы: справочник /А.В. Нефедов, А.И. Аксенов. М.: Радио и связь, 1995. — 256 с.
4. Перельман Б. Л. Полупроводниковые приборы: справочник / Б. Л. Перельман. М.: НТЦ Микротех, 2000. — 176 с.
5. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: справочник / Под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергоатомиздат, 1983. — 182 с.
6. Сиверс А. П. Проектирование радиоприёмных устройств/ А. П. Сиверс. М.: «Сов. радио», 1976. — 488 с.
7. Радиоприёмные устройства / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин / Под ред. Н. Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2003. — 520 с.
8. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов / Е. А. Колосовский. М.: Горячая линия — Телеком, 2007. — 456 с.
9. Головин О. В. Профессиональные радиоприёмные устройства декаметрового диапазона /О. В. Головин. М.: Радио и связь, 1985.— 288 с.
10. Проектирование устройств приема и обработки сигналов: учебно-методическое пособие / Ю. В. Марков, А. С. Боков. — Екатеринбург : Изд-во Урал. Ун-та, 2015. — 112 с.
11. Ханзел Г.Е. Справочник по расчёту фильтров/ Пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. — М.: «Сов. радио», 1974 — 287 с.

ДОДАТКИ

ДОДАТОК 1

ЗАВДАННЯ НА ВИКОНАННЯ КУРСОВОЇ РОБОТИ

1. Варіант завдання співпадає з номером студента в списку групи.
2. Пояснювальна записка формату А4 повинна містити такі матеріали:
 - Титульний лист (форма у Додатку 3).
 - Перелік скорочень, використаних у пояснювальній записці.
 - Вступ. Призначення приймача.
 - Ескізне проектування приймача, параметри якого подані у Таблиці Д1, для чого скористатись матеріалами, наведеними у Розділі 4 «Ескізне проектування».
 - Підбір елементної бази проекту, що задовольняє наданим вимогам, для чого скористатись сайтами, перелік яких подано у Додатку 2.
 - Структурна схема приймача з поданням основних параметрів вузлів.
 - Перелік використаних літературних джерел.

3. Варіанти завдань

Таблиця Д1

Номер варіанту	Діапазон частот сигналів, МГц	Чутливість, мкВ	Ширина спектра сигналу, кГц	Частотна відстань до сусіднього каналу, кГц	Вибірковість щодо каналу прямого проходження, дБ	Вибірковість щодо дзеркального каналу, дБ	Вибірковість щодо сусіднього каналу, дБ	Ефективність системи АРП	Вид модуляції
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
01	0,52...1,6	10	9	10	40	30	40	60/6	АМ
02	1,9...1,95	10	9	10	30	30	40	60/6	АМ
03	0,15...0,40	10	9	10	30	30	40	60/6	АМ
04	0,3...1,10	10	9	10	35	35	40	60/6	АМ
05	0,5...0,80	10	9	10	40	40	40	60/6	АМ
06	144...146	1,00	9	25	70	60	40		ЧМ
07	124...130	1,2	9	25	70	60	40		ЧМ
08	110...150	2,4	9	25	50	60	40		ЧМ
09	130...170	2	9	25	60	60	40		ЧМ
10	10...15	3,8	9	10	70	40	40	60/6	АМ
11	21...24	3,6	9	10	70	50	40	60/6	АМ
12	7...16	3,4	9	10	70	40	40	60/6	АМ
13	9...14	3,2	9	10	70	50	40	60/6	АМ
14	200...220	2,8	9	25	60	50	40		ЧМ

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
15	150...170	2,6	9	25	60	60	40		ЧМ
16	140...180	2,4	9	25	50	40	40		ЧМ
17	9...17	30	9	10	70	50	40	60/6	АМ
18	,5...12	3,0	9	10	60	50	40	60/6	АМ
19	8...15	2,6	9	10	60	50	40	60/6	АМ
20	10...25	4,6	9	10	70	50	40	60/6	АМ
21	65,8...74,0	2,0	100	120	40	40	40		ЧМ
22	100...108	3,0	150	170	60	40	40		ЧМ
23	18...20	3	9	10	70	40	40	60/6	АМ
24	0,8...1,6	20	9	10	40	40	40	60/6	АМ

4. Захист роботи. Захист курсової роботи проводиться комісією в призначений термін. В короткій доповіді студент повинен характеризувати технічне завдання і способи його виконання, вказати особливості побудови структурної схеми приймача і обґрунтувати вибрані схемні рішення.

Відповідаючи на запитання членів комісії, треба ілюструвати свої відповіді матеріалом, що наведений в пояснювальній записці.

Оцінка, що виставляється за виконану роботу, враховує якість розробки і оформлення пояснювальної записки, показники роботи студента в процесі проектування, зміст доповіді і якість відповідей на запитання членів комісії. Набуті бали додаються до балів за інші види робіт і формують рейтинг успішності з дисципліни.

Студенти, які не виконали курсову роботу у встановлений термін, до здачі іспитів, як правило, не допускаються.

ПЕРЕЛІК ДЕЯКИХ САЙТІВ З ІНФОРМАЦІЄЮ ЩОДО ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ ПРИЙМАЧА

http://radon.org.ua/index.php?option=com_content&view=article&id=4574&catid=42&Itemid=645.

http://files.domcxem.ru/infocenter/%D0%A0%D0%B0%D0%B4%D0%B8%D0%BE%D0%BF%D1%80%D0%B8%D1%91%D0%BC/CXA1691BM_BS_FM-AM_Radio.pdf

<https://www.rcscomponents.kiev.ua/catalog/filtry-diskriminatory/565>

<http://radiocomp.ru/joom/ru/magazin/usiliteli-i-tranzistory/usiliteli2016-06-02-02-15-161626715601>.

<http://www.texnic.ru/data/ims-sprav.htm>

<http://radioaktiv.ru/loads/softf/calc/460-raschet-usilitelya-promezhutochnoy-chastoty-s-filtrom-sosredotochennoy-selekcii-izbiratelnosti.html>

www.radiocomp.ru/joom/images/storage/docs/brochure/vectron2012.pdf

<http://www.quartz1.com/news/detail.php?ID=52665>

Більш докладну інформацію (за необхідності) можна одержати на сайтах виробників електронних компонентів, вводючи запит у пошуковій системі у вигляді марки конкретного компонента, або типу пристрою (підсилювач радіочастоти, змішувач тощо), або назви фірми.

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ» ім. Ігоря Сікорського

кафедра фізико-технічних засобів захисту інформації

(повна назва кафедри, циклової комісії)

Інв.№ _____

КУРСОВА РОБОТА

Засоби приймання та обробки інформації

(назва дисципліни)

на тему: _____

Студента(ки) _____ курсу _____ групи

спеціальності _____ **кібербезпека**

(прізвище та ініціали)

Керівник _____

(посада, вчене звання,
науковий ступінь)

(прізвище та ініціали)

Національна
оцінка

Кількість _____ Оцінка:

балів: _____ ECTS _____

Члени комісії

_____ (підпис)

_____ (вчене звання,
науковий
ступінь)

_____ (прізвище та
ініціали)

_____ (підпис)

_____ (вчене звання,
науковий
ступінь)

_____ (прізвище та
ініціали)